

Publication number: JP11340952

Publication date: 1999-12-10

Inventor:

DE GAUDENZI RICCARDO; GIANNETTI FILLIPPO;
ROMERO GARCIA JAVIER; LUISE MARCO; FANUCCI
LUCA; LETTA EDOARDO

Applicant:

EUROP AGENCE SPATIALE

Classification:

- international:

H04J13/04; H04B1/10; H04B1/707; H04B7/005;
H04J11/00; H04J13/02; H04B1/10; H04B1/707;
H04B7/005; H04J11/00; (IPC-1-7): H04J13/04;
H04B1/10; H04B7/005

- european:

H04B1/707

Application number: JP19990035041 19990212

Priority number(s): FR19980001604 19980211

Also published as:



EP0936749 (A1)

US6466566 (B1)

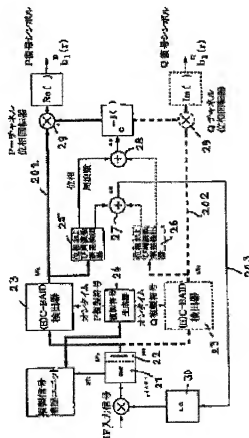
FR2774831 (A1)

CA2260329 (A1)

[Report a data error here](#)

Abstract of JP11340952

PROBLEM TO BE SOLVED: To minimize the harmful effect of multidimensional access interference(MAI) to bit error rate(BER) performance by automatically and periodically updating a compound adaptive part by respective blocks over one or plural symbols. **SOLUTION:** A user signature sequence is composed of two components, namely, fixed term C1 (anchor) and compound adaptive part x1 (auxiliary code) to be updated by each symbol at least while using a recursive algorithm. A phase error signal $\Delta\phi$ and ϕ from an output part 28 of a detector 26 is inputted to a phase rotator 29 for sampling channels P and Q. An in phase demodulated symbol bp (1) and a quadrature demodulated symbol bq (2) are respectively sent out of outputs 210 and 220. Then, correlative processing uses the signature sequence composed of the fixed term (copy code) and adaptive part (auxiliary code) to be updated by each symbol at least. Namely, the compound adaptive part is automatically and periodically updated by the respective blocks over one or plural symbols.



Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

特開平11-340952

(43) 公開日 平成11年(1999)12月10日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 4 J 13/04

H 0 4 J 13/00

G

H 0 4 B 1/10

H 0 4 B 1/10

L

7/005

7/005

審査請求 未請求 請求項の数 1 O L 外国語出願 (全 98 頁)

(21) 出願番号 特願平11-35041

(71) 出願人 596050953

(22) 出願日 平成11年(1999) 2月12日

アジャンス スパシアル ウーロベース
フランス共和国、75738 パリ セデス
15、リュウ マリオニキ 8-10

(31) 優先権主張番号 9 8 0 1 6 0 4

(72) 発明者 リッカルド デ ガウデンジ

(32) 優先日 1998年 2月11日

オランダ王国、エヌエル-2313 エーエル
レイデン、フルインラン 18

(33) 優先権主張国 フランス (F R)

(72) 発明者 フィリッポ ジアンネッティ
イタリア共和国、イー-50032 プチ (ビ
サ)、ヴィア バオロ ダ ブチ 7

(74) 代理人 弁理士 朝日奈 宗太 (外 1 名)

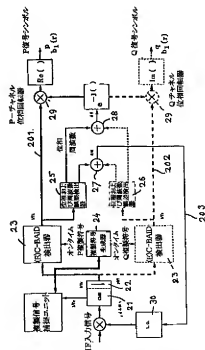
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 CDMA通信システム用の適応信号受信機

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 CDMA干渉の緩和から有効信号位相推定を効果的に分離する。

【解決手段】 非同期の多元接続干渉(MA I)に対してロバストになるように配置された、少なくとも1つのブラインド検出ユニットを有する適応信号受信機。有用な信号は、固定項と、定義された観察窓内で多数の標本にわたって伸長する長さを持つ複合適応部とで構成されたユーザシグネチャシーケンスを用いて検出される。該シグネチャシーケンスの複合適応部を自動的にかつ定期的に更新するために提供される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 ユーザシグネチャシーケンスを使用して着信データストリーム内のシンボルを検出するためのブラインド適応検出器を含むCDMA信号の適応受信機において、前記ユーザシグネチャシーケンスが固定項 C_1 と、着信データストリームの多数の標本にわたって伸長する予め定められた長さを持つ複合適応部 $X_1(r)$ とで構成され、前記複合適応部が、一つのシンボルまたは複数のシンボルにわたる各区間後に自動的に定期的に更新されることを特徴とする適応受信機。

【請求項2】 前記シンボルの検出後に獲得した信号で測定した周波数誤差信号から前記複合適応部を決定する手段を含むことを特徴とする請求項1に記載の適応受信機。

【請求項3】 前記複合適応部を決定する前記手段が、前記検出器ユニットからの出力信号と予め定められた時間間隔内のデータとの間の平均二乗誤差MSEを最小にするように構成されることを特徴とする請求項2に記載の適応受信機。

【請求項4】 前記複合適応部を決定する前記手段が複合シフトレジスタと加算器とを含むことを特徴とする請求項2に記載の適応受信機。

【請求項5】 前記適応検出器が、予め定められた数の標本にわたって伸長する観測窓内の着信データストリームの標本を受け入れるように構成された少なくとも一つの検出器ユニットを含むことを特徴とする請求項1に記載の適応受信機。

【請求項6】 前記適応検出器が複数の検出器ユニットを含み、各検出器ユニットが予め定められた数の標本にわたって伸長する観測窓内の着信データストリームの標本を受け入れるように構成され、前記複数の検出器ユニットの観測窓が相互に対して相対的に遅延することによって特徴とする請求項1に記載の適応受信機。

【請求項7】 ユーザシグネチャシーケンスを使用して着信データストリーム内のシンボルを検出するためのブラインド適応検出器を含むCDMA信号の適応受信機において、前記ユーザシグネチャシーケンスが固定項 C_1 と、着信データストリームの多数の標本にわたって伸長する予め定められた長さを持つ複合適応部 $X_1(r)$ とで構成され、前記複合適応部が、一つのシンボルまたは複数のシンボルにわたる各区間後に自動的に定期的に更新されることを特徴とするブラインド適応検出器。

【請求項8】 前記シンボルの検出後に獲得した信号で測定した周波数誤差信号から前記複合適応部を決定する手段を含むことを特徴とする請求項7に記載のブラインド適応検出器。

【請求項9】 前記複合適応部を決定する前記手段が、前記検出器ユニットからの出力信号と予め定められた時間間隔内のデータとの間の平均二乗誤差MSEを最小に

するように構成されることを特徴とする請求項8に記載のブラインド適応検出器。

【請求項10】 前記複合適応部を決定する前記手段が複合シフトレジスタと加算器とを含むことを特徴とする請求項8に記載のブラインド適応検出器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直接シーケンス/スペクトル拡散(DS/SS)変調信号による符号分割多元接続(CDMA)通信の分野に関する。これは特に、CDMA通信システムのための新規の適応信号受信機に係る。

【0002】

【従来の技術および発明が解決しようとする課題】CDMA通信システムは、シグネチャと呼ばれる様々な符号シーケンスを用いて、多数のユーザからの情報を共通のチャネルで伝送する。これらのシステムでは、送信機は相互に独立して情報を送信する。したがって、様々なユーザからの信号が非同期で受信機に到着する。様々なユーザからの信号のシグネチャ間の相互相関はゼロではないので、ユーザからの受信信号は、他のユーザからの近隣の干渉信号に対し敏感である。

【0003】他のユーザからの干渉に対するこの感受性は、指定されたシステムビット誤り率(BER)で動作するアクティブユーザの数を抑制し、したがってCDMAシステムは、ユーザ/帯域幅の数の点で、総合処理能力が控え目であると言われる。

【0004】すでに多元接続干渉(MAI)に相当な注目が集まっており、この10年間に、マルチユーザ干渉除去およびマルチユーザ検出(MUD)への関心は爆発的に高まった。MUDの目的は、全ユーザのデータストリームの結合復調を達成することである。MUDの発見に活気づけられた盛んな研究活動の主要な成果の一つは、CDMAのMAIに対する感受性が接続法自体に内在するものではなく、むしろそれは基本的に、相加性白色ガウス雑音(AWGN)チャネルの単一DC/SS信号を処理するための最適構成をその時点で代表する単一ユーザ相関受信機の多元接続環境における間違った利用に関連する、ということである(S. Verdúによる「Optimum Multiuser Asymptotic Efficiency」, IEEE Transactions on Communications, September 1986, 890-897頁を参照されたい)。

【0005】マルチユーザ受信機の実現は、第一に最適構成のための計算の高度な複雑さのため、第二に、より低い複雑さの部分最適構成でも、全てのアクティブなネットワークユーザのコードタイミング、搬送波位相、および/または信号電力の正確な推定を必要とするために、簡単ではない。耐MAI障害検出器の実用的実現に

向けての最新の進歩は、単一ユーザ適応受信機に属する分類によって代表され、その一例が、例えば Upamanyu Madhow および Michael L. Honig による「MMSE Interference Suppression for Direct-Sequence Spread-Spectrum CDMA」、IEEE Transactions on Communications, Vol. 42, No. 12, December 1994、

3178-3188頁に開示されている。この種類の受信機は、マルチユーザ干渉のかなりの部分を除去することができるが、データ伝送を行うことができるようになる前に、先験的に知らなければならぬ適切なトレーニングシーケンスによって調整が必要がある。

【0006】トレーニングシーケンスを必要とせずに使用できるこの種のロバスト（安定）で単純な受信機は、Michael Honig, Upamanyu Madhow, Sergio Verdu による「Blind Adaptive Multiuser Detection」、IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 41, No. 4, July 1995、944-960頁に開示されている。そこに提示されたシミュレーション結果は、方形チップ、理想コヒーレント検出、および低AWGNレベルのBPSK DS/SS同期信号の場合に関連する。理想コヒーレント検出は事実上、ブラインド適応干渉緩和検出（BAID）構造の実用的システムへの適用可能性を大きく低下する強力な前提である。BAID検出器を使用するには、一般的に受信機には分からず、かつDS/SS信号検出前に正確に推定することのできない、有効チャネル搬送周波数および位相の事前の知識が必要である。

【0007】特に、前記論文の著者達はBAIDの適用に関して新たな受信機の捕捉の段階のみを考えており、それは検出後の信号対雑音比を0dB程度にする（受信可能にする）ことまでを考えている。

【0008】そのような状態で、特別なトレーニングシーケンスを必要とせずに、判断補助検出器が直接引き継ぐことができる。そのような判断補助検出器は、Predrag B. Rapajic および Branka S. Vucetic による「Adaptive Receiver Structures for Asynchronous CDMA Systems」、IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 12, No. 4, May 1994、685-697頁に開示されている。データ補助検出器は、性能的には最適であるが、送信されるシンボルの事前の知識が必要である。シンボル持続時間比べてゆっくりと変化するチャネルを前提として、データストリー

ムに定期的間隔で既知のデータのプリアンブルを挿入して、検出器の収束を補助することができる。

【0009】しかし、この場合、データ転送速度の増加や、アルゴリズムの複雑さを劇的に増加すると共に数値的安定性の問題をもたらす再帰的最小二乗のような高速収束アルゴリズムが必要になるという欠点がある。判断補助法はトレーニングシーケンスの事前の知識を必要としないが、しかし、信号対雑音比の低い条件下での性能が低く、よってシンボルの推定が信頼できなくなり、検出器の性能が急激に低下するという欠点がある。この性質は、多くの実用的（移動）システムの場合のように信号振幅が著しく変動するとき、または経路ダイバーシティを利用するとき、特に有害である。

【0010】この場合、低い入力信号対雑音比で各Rake受信機フィンガに等化を実行しなければならない。さらに、この周知の検出器における適応検出法は、有効信号の未知の位相および有効チャネル搬送周波数誤差に対する感受性が低くない。

【0011】データ補助MMSEアルゴリズムは、干渉緩和に加えて固有位相推定を提供することが知られている。これは、干渉緩和のためのアルゴリズムの収束速度が搬送波位相追跡に関連するので、明らかな利点である。フェージングチャネルでは、有効信号位相が適応MMSE検出器に入る前に予め補正されない限り、このアルゴリズムは性能が低くなる（複雑な位相推定に基づいて検出器入力における位相誤差を除去する解決法を提案している A. N. Barbosa, S. L. Miller の「Adaptive Detection of DS/CDMA Signals in Fading Channels」、IEEE Trans. on Comm., Vol. 46, No. 1, January 1998を参照されたい）。提案された位相透過的解決法はこの重要な問題による悪影響を受けず、CDMA干渉の緩和から有効信号位相推定を効果的に分離することができる。

【0012】

【課題を解決するための手段】本発明は、適度な複雑さの増加によりDS-CDMA受信機の性能を向上するために、任意の干渉源のタイミングおよび周波数オフセットを受ける非同期CDMA信号の一般事例へのブラインド適応干渉緩和検出（BAID）構造の拡張を取り扱う。

【0013】本発明の目的は、ビット誤り率（BER）性能に対する多元接続干渉（MAI）の有害な効果を最小化し、かつ周知のトレーニングシーケンスを使用する必要な無いCDMAのブラインド適応受信機を提供することである。

【0014】本発明の別の目的は、非同期MAIに対しロバストなCDMA信号のための低複雑性ブラインド適応受信機を提供することである。

【0015】本発明のさらに別の目的は、干渉源の周波数誤差に対しロバストであり、かつ可能な搬送波位相オフセットの影響を受けないブラインド適応受信機構造を提供することである。

【0016】本発明のこれらおよびその他の目的は、第一固定項と標本の数全体にわたって伸長する予め定められた長さを有する第二複合適応部とから成るユーザのシグネチャシーケンスを使用して、着信データストリームにおけるシンボル検出を実行するように構成された手段を含む、CDMA信号の適応受信機によって達成される。単数または複数のシンボルの長さにわたる規則的な間隔で自動的に更新する手段が備えられている。

【0017】第二複合適応部は、検出後に得られる信号で測定される搬送周波数の誤差信号から始めに決定される。

【0018】本発明のCDMA受信機に組み込まれるブラインド適応検出器は、ユーザ端末における小型ASICディジタル装置によく適したモジュール形式で実現することができる。実施例は、DSP/ASICによって使用される信号を有限なビット数で表わすことによる影響を避けるための、明白でない技術を含む。

【0019】ここで提案する解決法は衛星通信システムへの適用に特に適しているが、これらは地上通信システム用にも同様に適応させることができる。また、本発明は、無線CDMA通信の第三世代標準に提案されているような、可変伝送速度を持つ通信システム用にも適応させることができる。

【0020】本発明の主要な利点は、次のように要約することができる。

1. アルゴリズムの収束を助けるためのトレーニングシーケンスも、干渉源パラメータの知識も必要無い、必要ない唯一のパラメータは、従来の検出器の場合と同様の有効チャネルシグネチャシーケンスおよびチップタイミング情報である。
2. 干渉源のパワーの不均衡および搬送周波数オフセットが大きい場合でも、非同期CDMA干渉に対しロバ

ストである。

3. 検出器は有効信号の未知の位相に影響されず、従来のBPSKシンボルレート位相推定器を使用することができる。

4. 従来のデータ補助最小平均二乗乗化器(DA-MMSE)に比較して、残留ベースバンド有効チャネル搬送周波数誤差に対するロバスト性が増大している。

5. システム性能は、符号化システムにとって実利的な関心があるSN比領域における最適DA-MMSE線形検出器に非常に近い。

6. 適応検出器は、符号化システムに典型的な非常に低いSN比で動作することができ、よりスペクトル効率の高い二重BPSKスペクトル拡散信号形式(D-BPSK/SS)をサポートする。

7. これは、ユーザ端末における小型ASICディジタル装置としての実現によく適している。

【0021】本発明は、以下の領域に実用的適用分野を見つけることができる。

- ・固定および移動衛星通信網
- ・CDMA方式による位置決めシステム
- ・地上CDMA網

【0022】

【発明の実施の形態】CDMA信号形式ここで導入する信号形式は極めて一般的であり、二次元変調によるDS/スペクトル拡散(DS/SS)に対応する。最も一般的な場合には、k番目のユーザの速度 R_k の着信バイナリデータストリームは、直並列変換器によって二つの直角位相(P-Q)レールに分割される。その結果得られるシンボル $a_{k,p}(u)$ 、 $a_{k,q}(u)$ $u \in \{-1, 1\}$ は、P-Qシグネチャシーケンス $c_{k,p}(1)$ 、 $c_{k,q}(1)$ によって独立して拡散され、P-Q搬送波変調の前に汜波される。その結果得られるk番目の複合信号は、次式によって得られる。

【0023】

【数1】

$$e_k(t) = \sqrt{P_k} \sum_{U=-\alpha}^{\alpha} [a_{k,p}(u)s_{k,p}(t-uT_c-\tau_k) + ja_{k,q}(u)s_{k,q}(t-uT_c-\tau_k)] \cdot \exp[j(2\pi\Delta f_k t + \phi_k)]$$

$$s_{k,h}(t) = \sum_{l=1}^L c_{k,h}(l) g_T(t-lT_c), h = p, q$$

【0024】式中、Dは信号変調次元数に関連する振幅率であり(表1参照)、 P_k はk番目の信号パワー、Lは両方の拡散シーケンスの周期、 T_c はチップ時間、 $T_g = 1/(2R_k) = L T_c$ はシンボル時間、 Δf_k は公称周波数 f_c に対するk番目の搬送周波数オフセット、 ϕ_k はk番目のユーザ搬送波位相、 $g_T(t)$ はチップ整形フィルタのインパルス応答、 τ_k はk番目のユーザ信号

遅延を表す。また、一般性を失うことなく、 $0 \leq \tau_k < T_g$ も前提とした。

【0025】シグネチャシーケンス $c_{k,h}(1)$ は、同じ周期および開始時間を持つ拡張擬乱音(PN)シーケンスによって重ね合わせられたWalsh-Hadamard(WH)関数のような「複合」シーケンスでもよい。複合シーケンスは、オーバレイPNがビーム/セ

クタ独特であり、同じビーム／セクタ内の各々の異なるユーザに異なるWHシグネチャシーケンスが割り当てられるマルチビーム、マルチ衛星システム、またはセルラ地上システムで必要である。EC-B A I Dが適用できるようにするために、短い符号、すなわち $T_g = L \cdot t_c$ をも前提としたことを注意されたい。この場合、符号長 L も拡散率 T_g / T_c に一致する。

【0026】方程式(1)は、表1に要約するような様々な変調および拡散形式を表す。シンボル長拡散シーケンスを使用する従来の検出器の場合、d-BPSKおよびQPSK-RSは、帯域幅で不利を被ることなく、直交シーケンスに利用可能なコードブックの大きさが倍加する。搬送波位相誤差については、d-BPSKはQPSK-RSに比べて、ロバスト性が増強される(表1参照)。

【0027】受信信号 $r(t)$ (のベースバンド相当)は、形式(1)のK個の様々な信号の多重化に、両側の

パワースペクトル密度 N_0 のAWGN複合プロセス $v(t)$ (のベースバンド相当)を加えたものである。したがって、次のようになる。

【0028】

【数2】

$$r(t) = \sum_{k=1}^K e_k(t) + v(t)$$

【0029】ここで、表記を簡素化するために、チャネル $k=1$ が希望するチャネルであると仮定すると、方程式(2)を次のように書き替えることができる。

【0030】

【数3】

$$r(t) = e_1(t) + J(t) + v(t)$$

【0031】

【表1】

方式	変調形態	拡散形態	D	T_g/T_b	係数の性質
BPSK-RS	BPSK	real (RS)	2	1	$a_{k,q} = c_{k,q} = 0$
BPSK-CS	BPSK	complex	1	1	$a_{k,p} = a_{k,q}$
d-BPSK	2x BPSK	(CS)	1	2	$c_{k,p} \neq c_{k,q}$
QPSK-RS	QPSK	2x real	1	2	$c_{k,p} = c_{k,q}$
		real (RS)			

表1: 信号様式

【0032】ここで、 $J(t) \Delta \sum_{k=2}^K e_k(t)$ はMAI項を表す。根本化チップ整合フィルタ(CMF)の出力は、次のように表わすことができる。

【0033】

【数4】

$$y(t) = r(t) \otimes g_R(t) \Big|_{t=T_c}$$

【0034】ここで $g_R(t)$ はCMFインパルス応答である。

【0035】ここで図1を参照すると、本書で上述した論文「Blind Adaptive Multiuser Detection」に開示されているような先行技術ブラインド適応受信機が示されている。ベースバンドに変換された後、信号 $y(m)$ は、有効信号に影響を及ぼすことなく雑音帯域幅を制限する機能を持つベースバンドフィルタ11、例えばナイキスト平方根かさ上げ全チップ整合フィルタで受信される。信号は次に、サンプリングで間隔 T で根本化される。各根本化間隔 T は、シンボル持続時間 T_b の約数である。複合根本化はその後、処理するための検出器13に入力され、シンボレートで復号シンボルを出力する。この目的のため

に、検出器13は、複製符号生成器14によって生成されるユーザ符号シーケンスを受け取る。複製符号クロック捕捉ユニット15は、従来の各スペクトル分散復調器の場合と同様に装備される。周波数および位相推定器16は、周波数オフセットおよび搬送波位相誤差を除去する働きをする。

【0036】本書で上述した通り、本発明による受信機は、データ伝送の前に既知のトレーニングシーケンスも、干渉信号に関連するその他の情報も必要とせずに、通信チャネルのマルチユーザ干渉を解消するような方法で設計され構成される。この目的のために、受信機は検出処理を実行し、また実際の検出器の出力と雑音およびMAIが無い状態で得られる正しい出力との間の平均二乗誤差(MSE)を最小にするように、有効チャネルビットストリームを検出する手段を装備している。

【0037】広い意味では、適応検出処理は、上述の論文「Blind Adaptive Multiuser Detection」に開示されたものの延長であり、その内容を参照してここに組み込む。本発明の検出処理は、変形ユーザシグネチャシーケンスを使用して根本Yの個数Lの相関を実行することによって検出が行

われ、よって性能を損ねることなく信号を狭めながら、干渉信号の影響を最小にする点で、Michael Honigらの方法とは異なる。

【0038】本発明では、ユーザシグネチャシーケンスは二つの構成要素、すなわち固定項 C_1 （アンカ）と、再帰的アルゴリズムを用いて少なくともシンボルごとに更新される複合適応部 x_1 （補助符号）とで構成される。

【0039】最も単純なC-BAID実施例の場合、これは次のように表わすことができる。

【0040】

【数5】

$$b_1(x) = \frac{1}{L} C_1 - Y(x)$$

$$x_1(x) = x_1(x-1) - \gamma b_1(x) [y(x) - \frac{Y(x)^T \cdot C_1}{L} \cdot C_1]$$

【0044】式中、 $b_1(x)$ は検出器出力シンボルであり、 γ は、捕捉速度と定常状態性能との間の妥協として設定される更新ステップである。

【0045】先行技術とは異なり、応答ベクトル $h_1(x)$ の適応係数は、検出器出力シンボル $b_1(x)$ と同様に複素数値である。

【0046】本発明にかかわるこの新規の方法は、多数の利点をもたらす。第一に、検出器は回転位相変動しない。これにより、一般的に搬送波位相誤差が存在する中で最適コヒーレント信号復調を実行するために必要な、二次元の信号空間に対する受信信号の二つの射影（二重BPSK形式の場合は四つ）を利用することが可能になる。

【0047】第二に、検出器は非共周波数MAIに対する耐性が高く、これは、デジタルシグナリングレートに関連して異なる搬送波間に大きい周波数オフセットが生じる実用システムに、大きい関連性がある。

【0048】第三の利点は、本発明の複合ブラインド適応受信機を、D-BPSK DS-SS信号に使用することができ、これにより標準平均二乗誤差が最小になることである。この特徴は、短い拡散シーケンスを使用するシステムが、符号のサイクロステーションナリ特性を利用するために、非常に重要である。これは、1996年4月28日ないし5月1日のジョージア州アトランタのIEEE Vehicular Technology ConferenceにおけるS. VenturiおよびA. J. Viterbiによる「Two Different Philosophies in CDMA-A Comparison」に開示されている。

【0049】本発明の受信機は、指定した条件に適合するどんな拡散シーケンスでも動作することができる。多くの実用システム（衛星または地上）では、セクタまた

$$h_1(x) = c_1 + x_1(x)$$

$$c_1 = [c_1(1), \dots, c_1(L)]^T$$

【0041】式中、 $h_1(x)$ はシグネチャシーケンスである。

【0042】補助符号は、少なくとも二つの干渉シンボルの持続時間を包含する長さを有し、これは各シンボルごとに、または幾つかのシンボルの後に、次の関係式で表わすことができる適応規則を用いて、自動的に計算される。

【0043】

【数6】

はビーム内の各チャネルごとに一意の内部シーケンス（Walsh-HadamardまたはGoldシーケンス）で構成されるシーケンスと、内部シーケンス（擬似ノイズ）と同じタイミングおよび同じ長さを持つ外部シーケンスが利用される。シンボル持続時間に等しいバース持続時間を持つ第二の低速外部シーケンスを使用することにより、例えば異なる衛星からの信号を結合する場合に必要な非常に大きい遅延差を解消することができる。このシーケンスの長さは、シンボル持続時間の整数倍である。

【0050】複合応答ベクトル h_1 は、実際の検出器出力と雑音および干渉（MAI）が無いときの出力との間の平均二乗誤差（MSE）を最小するように設計される。検出器は、簡単な確率係数アルゴリズムを通して適応され、それによって上述の最小化の問題の解決法が見出される。いわゆる再帰的最小二乗（RLS）またはその変形などのより洗練された適応アルゴリズムを使用すると、複雑さが高くなるという不利益はあるが、収束速度を向上させることができる。

【0051】図2は、本発明の二重BPSK/SS信号に係る適応受信機構造の可能な実現例を示す。ベースバンド変換の後、受信信号 $y(m)$ はチップ整合フィルタ（CMF）21に入り、次にサンパワ22でT秒ごとに標本化される。複合ベースバンド標本は次に、P-Q C-BAID検出器23に入る。これらは各々、二つのD-BPSK/SS信号成分の一つを処理し、シンボルレートで線201、202にそれぞれ送り出す。検出器23における処理は、複製符号生成器24によって生成されるユーザー複製符号シーケンスを用いて行われ、位相および周波数誤差検出器25、26は、2/Tのレートで動作し、位相および周波数を推定し、最終P-Qソフト標本送出手前に、周波数オフおよび位相残

留誤差を除去する。

【0052】本発明のC-BAID検出器23の回転的位相不変性のおかげで、逆拡散および適応後に、したがってデジタル通信システムに一般的なSNRで、周波数および位相誤差を推定することができる。図2に示す構成は、コヒーレント検出ができる。

【0053】回転的位相不変性は、C-BAID検出器23の出力に簡単な差分シンボル検出器を設けることによって、復調器を簡素化することを可能にする。

【0054】C-BAIDの回転的位相不変性にもかかわらず、搬送周波数の推定はきわめて正確でなければならない。しかし、いずれにしても初期信号捕捉のために正確な周波数推定が必要なため、これは重大な欠点ではない。C-BAIDの入力の周波数誤差が許容範囲を超えるのを防止するために、受信機は、27で周波数誤差信号 $\Delta\omega$ を受け取り、それを使用してダウンコンパタ発振器30を制御する長い(遅い)周波数制御ループ203を含む。

【0055】検出器26の出力28部の位相誤差信号 $\Delta\phi$ は、チャネルPおよびQの標準用位相回転器2に入力される。同相復調シンボル $b^p(1)$ および直角度位相復調シンボル $b^q(2)$ は、それぞれ出力210、220から送り出される。

【0056】本書で先述した通り、本発明による相関処理は、固定項(複製符号)と、少なくともシンボルごとに更新される適応部(補助符号)とで構成されるシグネチャシーケンスを使用する。この更新および補助符号の逆拡散は、信号クロックに等しい標準化クロックを持つフィードバックループを含む簡単なデジタル回路で実行することができる。図3は、C-BAID検出器23の可能な構成の機能ブロック図を示す。相関は、乗算および加算を実行する二つのブロック31、32で実行される。第一ブロック31は複製符号 C_i を用いて相関を実行し、第二ブロック32は補助符号 $X_i(r)$ を使用して相関を実行する。補助符号の更新には相関ループ301が必要であり、これは、乗算器、加算器、減算器、遅延回路、シフトレジスタなどの簡単なデジタル装置によって実現可能である。特に興味深いのは、適応補助符号が簡単な複合シフトレジスタ39および加算器37によって生成される方法である。参照符号34、36、38で示されるブロックは、遅延回路(本質的に周知)を表わす。

【0057】それぞれブロック31、32からの出力310、320は、加算器33で結合され、その出力からは検出されたシンボル $b_1(r)$ が送出される。これに関して、相関処理は、L個の標準に対して行われるので、内的な遅延を含むことに注意されたい。その結果、検出器23がシンボル $b_1(r)$ を検出している間に、その出力からはその前のシンボル $b_1(r-1)$ が送出される。

【0058】本発明のさらに興味深い特徴は、検出器の応答ベクトル $h_1(r)$ を、幾つかの干渉シンボルの持続時間における拡大観測窓全体に伸張できることである。このタイムスパンは、非同期CDMA干渉効果によりよく対処するように、検出器の性能を増大する。三つのシンボル窓は、複雑さの増加と性能上の利点の間の適正な交換条件を表わす。より短い窓(二つのシンボル)は、特定の状況下では類似の性能を発揮するが、以下で説明する復調ハードウェアを実質的に簡素化しない。

【0059】図4は、直接シーケンス(DS)CDMA信号の適応受信機のブロック図を表わす。この受信機は三つの同一検出器(EC-BAID I)ユニット43を含む。これらは各々、シンボル三箇の長さ(3L)を持ち、相互に対して遅延し、かつ相互に重なる観測窓で動作する。図4の図は、各検出器ユニットが3Lの長さを持つ補助符号を使用して三シンボル相関を実行するように構成されること、および適応係数が三シンボル後に更新されることを除いて、図2の図に非常に類似している。ブロック41、42は、観測窓をシフトするデジタル遅延線を表わす。ブロック44は、周波数 $1/T$ で動作するタイムマルチプレクサを表わす。ブロック45は、シンボルレートで動作するPSK復調器を表わす。周波数誤差信号 $\Delta\omega$ は、復調器で生成され、周波数制御ループ303に入力される。参照符号21、24、25、30は、図2に示したようにベースバンドフィルタ、複製符号生成器、複製符号捕捉装置、およびダウンコンパタ発振器を示す。

【0060】図5aは、図3と同様の検出器ユニット(EC-BAID I)の構造を示す。図5bには、シンボルクロック(周波数 $1/LT$ で動作)およびサブシンボルクロック($1/3LT$ で動作)の制御下で複製符号 C_i を乗算するために、いわゆるゲート機能51を含むことを除いては、図3に示す構造と同じく類似している検出器ユニット(EC-BAID II)の別の構造を示す。

【0061】図4の図では、検出器ユニット43は相互に独立しており、つまり、それらの各々がそれぞれの周波数誤差信号を生成する。しかし、本発明は、異なる検出器ユニットによって生成された誤差信号が相互に結合され、それによって検出器の性能が高められる受信機を実現することができる。この目的のために、本書で上述した構成は、図6および図7に示すように変更することができる。図7aはEC-BAID I 検出器ユニットの構造を示し、図7bはEC-BAID II 検出器ユニットの構造を示す。この場合、適応受信機は、毎シンボル区間後に完全に更新される独自の外部補助符号生成器64を含む。補助符号を生成するための線203における周波数誤差信号は、デジタル遅延線65、66、67の出力に送出される三つの個々の誤差信号のコヒー

レントな結合によって生成される。参照符号41、42、61、62もまたデジタル遅延線を表わす。

【0062】EC-BAID Iの実施例(図5a参照)が、アンカ c_1 に対し、補助符号 x_0 の直交性条件を課しているという事実は、この方法により復調器が、完全に無作為でない復調データパターンに対してロバストになるためである。EC-BAID Iの性能は、データパターンが部分的に無作為でないときに低下することが分かる。EC-BAID IIは、未変調CDMAの場合、全く成功しないが、EC-BAID Iは、全ての状態で完全に成功し、純粋に無作為なデータの場合でも、EC-BAID IIに比べて性能の損失が小さい。

【0063】選択および加算アーキテクチャ別の可能なEC-BAIDオプションは、選択および加算と呼ばれている。図8に示すように、相関 $y(r)$ 、 c_1 および x_{s1} 、 c_{s1} はそれぞれ、ブロック81および82で評価され、シンボルレートで $b_1(r)$ 出力を生じる。ベクトル x_{s1} はメモリ86に格納され、その3L要素は各々、 $T_0/3$ 毎に更新される。特に、 r 番目のシンボル期間内の1番目のチップ期間では、 $y(r-1)$ 、 $y(r)$ 、および $y(r+1)$ の i 番目チップに関連する x の係数が更新される。最も最近の3L入力チップがメモリ87に格納される。マルチプレクサ85、88は内部データフローを適切に再整理し、マルチプレクサ83はIとIIの間で希望するEC-BAIDアルゴリズムバージョンを選択する。さらに正確には、EC-BAID IIの場合、アンカの直交性条件は中央の(有効)シンボルに対してだけ適応されるので、誤差信号の外側の部分については、スイッチはゼロに設定される。フィードバックループのAGC84は、様々なSN比動作条件で誤差信号生成のために b_1 値を一定に維持するために必要である。

【0064】S&A(選択と加算)とO&A(オーバーラップと加算)の主要な相違は、誤差信号の評価および適応ベクトル x_1 の関連更新にある。すなわち、O&Aでは、三つの誤差寄与グループが $3T_0$ ごとに合計され、一方、S&Aでは、各誤差寄与が T_0 ごとに別個に合計され、この方法で数値結果および収束速度はほぼ等しくなる。

【0065】S&Aアーキテクチャは、クロックレートの増加を引き換えに、演算要素およびメモリセルの両方の点でハードウェアの複雑さがかなり節約されることを特徴とする。

【0066】実際、O&Aの適切な動作のためには、三つの区別される演算装置が必要であり、さらに、 x_1 のメモリ容量に加えて、様々な回路分岐の信号間に適切なタイミングを与えるために、多少余分な遅延(メモリ要素)が必要である。

【0067】一方、S&Aバージョンでは、ハードウェア

多重化のために、一つの演算装置が必要なだけであり、さらに、ベクトル x_1 および3Lの入力(y^0)標本だけを格納すればよいので、前述の余分な遅延ブロックはもはや必要ない。

【0068】これらの変化により、全体の性能に影響することなく、3倍高いクロックレートで交換条件として、ほぼ50%のゲートの複雑さを節約することができる。かつ約70%のRAM容量を節約することができる。高いクロックレートは、S&Aの適用可能性を、非常に高いチップレートの適用分野に限定する。

【0069】誤差信号の打ち切り効果

S&Aの固定小数点ASIC実現例は、浮動小数点算術に基づく理論に対して、必然的に多少の打ち切り誤差を生じる。フィードバックループに基づくこの特定の適応アーキテクチャの場合、これらの量子化誤差は、演算の収束全体に劇的な影響を及ぼすことがある。特に、この量子化のために、適応ベクトル x_1 を生成するために使用される誤差寄与は、符号シーケンスベクトルに対して完全に直交しないことがある。アルゴリズムは、 c_{s1} に対して直交する x_1 成分に対してのみ安定した定常値を維持することができるので、この状況は避けなければならない(ここではEC-BAID IIに言及しているが、同じ考察はアルゴリズムが c_{s1} に直交する $x_{1,0}$ 成分を制御するという点を考慮すると、EC-BAID Iに対しても有効である)。一方、有限演算効果から、 c_{s1} に対して直交しない x_{s1} 成分が生成されると、この成分は、演算によって制御されずに無限に大きくなる可能性があり、したがってシステム全体の障害の原因になり得る。

【0070】この状況を避けるためには、(完全精度演算により以下で示すように、量子化された y^0 および b_1 に基づいて)誤差信号 e_1 を計算すれば充分である。

【0071】

【数7】

$$E_1 = b_1 \left[y^{*0}(\tau) - \frac{c_1}{L} c_1 \right]$$

【0072】この方法で生成される誤差信号は c_1 に対して完全に直交し、したがって上述の問題は防止される。これは、それ以上の打ち切りが導入されないように、量子化された y^0 および b_1 の値から、 e_1 (およびしたがって x_{s1})に関する処理を、信号ダイナミクス全体に適した内部語長で実行し、したがってそれ以上打ち切りが導入されないことを意味する。図9は、それ以上の打ち切りが e_{s1} (および従って x_{s1})に導入されないとき、および内部語長寸法にわずか1ビットの誤差があるときのBERシステム性能を示す($L=128$, $N=64$, $E_b/N_0=6$ dB, および $C/N_0=-6$ dB)。

【0073】他の全てのS&A回路の内部信号に対する

有限演算効果は、アルゴリズムの定常状態ベクトル x_0 $1, \dots, n$ への収束に問題を生じることなく、追加雑音とみなすことができる。この解決法を S&A について例示したが、その適用可能性はより一般的にすることができる。

【0074】線形コンバイナ・アーキテクチャ
線形コンバイナ (LC) アーキテクチャは、ベースラインと O/A/S/A の間のハイブリッド解決法を代表する。主な特徴は、各 EC-BAID 検出器に三つの個別の補助シーケンスがあることである。ベースライン EC-BAID とは異なり、誤差信号は線形的に結合されるので、三つの検出器はもはやばらばらではない。そうすることによって、ベースラインに比較して、収束速度が向上するが、S&A によって示された複雑さの利点は達成されない。結合法則に関する詳細は、本書の次節で提供する。LC EC-BAID の最上位のアーキテクチャを図 10 に示す。

【0075】EC-BAID アーキテクチャの概要

ベースラインアーキテクチャ

前段落で示したように、前に提示した EC-BAID I および EC-BAID II バージョンは、 x_1 のその独自の局所コピーを各々に持つ三つの別個のユニットを必要とする。第一ユニットは $(r-1)$ 番目、 r 番目、および $(r+1)$ 番目のシンボル期間を処理して出力 $b_1(r)$ を生成し、第二ユニットは (r) 番目、 $(r+1)$ 番目、および $(r+2)$ 番目のシンボル期間を処理して出力 $b_1(r+1)$ を生成し、第三ユニットは同様に動作して $b_1(r+2)$ を生成する。このようにして、 n 個の汎用ユニットはそれぞれ独自の $x_{0,n}$ 局所ベクトルを含み、その独自の出力の寄与 (誤差信号) により 3T ごとに更新する。このベースラインアーキテクチャのための方程式を表 2 に要約する。

【0076】

【表 2】

EC-BAID-I と EC-BAID-II のベースライン出力構成:		
$b_1(3s+n-1) = - \sum_{l=1}^3 h_l(s) \cdot y^l(3s+n-1) \text{ with } h_l(s) = x_{l,w}(s) + c_l$		
ここに、 n : EC-BAID 検出器指標		
EC-BAID-I の係数ベクトル X_1 の更新		
$x_{1,w}(s+1) = x_{1,w}(s) - y e_{1,w}(s) \quad w = -1, 0, 1$		
$e_{1,w}(s) = b_1(3s+n-1) [y_w(3s+n-1) - \frac{y_w(3s+n-1)^T \cdot c_1}{L} C_1] \quad w = -1, 0, 1$		
ここに、 s : スーパーシンボル指標		
EC-BAID-II の係数ベクトル X_1 の更新		
$x_1(s+1) = x_1(s) - y e_1(s)$		
$e_1(s) = b_1(3s+n-1) [y^{an}(3s+n-1) - \frac{y^{an}(3s+n-1)^T \cdot c_1}{L} C_1]$		
ここに、 s : スーパーシンボル指標		
ここに、		
0	$x_{1,-1}(s)$	$e_{1,-1}(s)$
$c_1^A \quad C_1$	$x_{1,0}(s)$	$e_{1,0}(s)$
0	$x_{1,1}(s)$	$e_{1,1}(s)$

表 2: EC-BAID-I と EC-BAID-II のベースライン構成方程式

【0077】「オーバーラップおよび加算」アーキテクチャ

「オーバーラップおよび加算」(O&A)と呼ばれる EC-BAID-I および EC-BAID-II バージョン

は、改善をもたらす。つまり、三つのユニットは依然として入力データシンボルを処理し、次に、今回は独自のベクトル x_1 を使用して、希望する出力 b_1 を生成する。このベクトルは、ここでは、依然として3 T_0 ごとに、三つのユニット寄与の合計（三つの誤差信号の合計）により更新される。

【0078】このアーキテクチャから得られる利点は二つある。領域の節約の観点からは、ここでは、三つでは

なく、一つのベクトル x_1 を格納するだけでよい。速度性能の観点からは、3 T_0 ごとに、一つだけではなく、三つの番号が一つに合計されるので、 x_1 の更新が三倍高速になる。O&Aアーキテクチャのための方程式を表3に要約する。

【0079】

【表3】

オーバーラップ/加算方式の EC-BAID-I と EC-BAID-II の出力構成:
$b_1(3s+n-1) = - \sum_L h_1(s)^T \cdot y^T(3s+n-1) \text{ with } h_1(s) = x_1(s) + c_1$
ここに、n: EC-BAID 検出器指標
オーバーラップ/加算方式の EC-BAID-I の係数ベクトル X_1 の更新
$x_{1,w}(s+1) = x_{1,w}(s) - \gamma [e_{1,w}(s-1) + e_{1,w}(s-1)] \quad w = -1, 0, 1$ $e_{1,w}(s) = b_1(3s+n-1) [y_w(3s+n-1) - \sum_L \frac{y_w(3s+n-1)^T \cdot c_1}{L} C_1] \quad w = -1, 0, 1$
ここに、s: スーパーシンボル指標
オーバーラップ/加算方式の EC-BAID-II の係数ベクトル X_1 の更新
$x_1(s+1) = x_1(s) - \gamma [e_1(s-1) + e_1(s-1) + e_1(s-1)]$ $e_1(s) = b_1(3s+n-1) [y^{nn}(3s+n-1) - \sum_L \frac{y^{nn}(3s+n-1)^T \cdot c_1}{L} C_1]$
ここに、s: スーパーシンボル指標
ここに、
$\begin{matrix} 0 & x_{1,-1}(s) & e_{1,-1}(s) \\ c_1^A & c_1 & x_{1,0}(s) & e_1(s)^A & e_{1,0}(s) \\ 0 & x_{1,1}(s) & e_{1,1}(s) \end{matrix}$

表3: オーバーラップ/加算方式の EC-BAID-I と EC-BAID-II の構成方程式

【0080】「選択および加算」アーキテクチャ EC-BAID-I および EC-BAID-II を実現するために提案された、「選択および追加」(S&A)という最終アーキテクチャは、O&Aと同じビット誤り率および収束速度が得られるが、回路の複雑さをかなり減少することができる。

【0081】図2に示すその最上位ブロック図において、その中の検出器が、ここでは図8に示すものになる。

【0082】S&Aアーキテクチャは、 T_0 ごとに回路の演算部を3回使用することができるように、周期 T_0 / 3のクロックを使用する可能性を利用する。これにより、周期 T_0 で出力 $b_1(\tau)$ を計算し、積 $x_{c_1}(\tau)^T \cdot c_{c_1}$ 全体を得ることができ、かつ同じ周期 T_0 で3 L 誤差信号係数によりベクトル x_{c_1} 全体を更新することができる。S&Aアーキテクチャのための方程式を表4に示す。

【0083】線形コンパナ・アーキテクチャ

線形コンバイナ(LC)アーキテクチャは、ベースラインとOA/SAの間のハイブリッド解決法を代表する。主な特徴は、各EC-BAID検出器に三つの個別の補助シーケンスがあるが、これらは、上述の通り、それぞれの誤差信号の線形結合により相互作用することであ

る。

【0084】LC EC-BAIDの機能は、表5に示す方程式の組によって調整される。

【0085】

【表4】

選択/加算方式のEC-BAID-IとEC-BAID-IIの出力構成:

$$b_1(x) = - \frac{1}{L} h_1(x)^T \cdot y^c(x) \quad \text{with } h_1(x) = x_1(x) + c_1$$

選択/加算方式のEC-BAID-Iの係数ベクトル X_1 の更新

$$x_{1,w}(r+1) = x_{1,w}(r) - \gamma e_{1,w}(r-1) \quad w = -1, 0, 1$$

$$e_{1,w}(r) = b_1(x) [y_w(r) - \frac{y_w(r)^T \cdot c_1}{L} c_1] \quad w = -1, 0, 1$$

ここに、 r : シンボル指標

選択/加算方式のEC-BAID-IIの係数ベクトル X_1 の更新

$$x_1(r+1) = x_1(r) - \gamma e_1(r-1)$$

$$e_1(x) = b_1(x) [y^{eq}(r) - \frac{y^{eq}(r)^T \cdot c_1}{L} c_1]$$

ここに、 r : シンボル指標

ここに、

$$c_1 = \begin{bmatrix} 0 & x_{1,-1}(x) & e_{1,-1}(x) \\ c_1 & x_1(x) & x_{1,0}(x) & e_{1,0}(x) \\ 0 & x_{1,1}(x) & e_{1,1}(x) \end{bmatrix}$$

表4: 選択/加算方式のEC-BAID-IとEC-BAID-IIの構成方程式

【0086】

【表5】

オーバーラップ／加算方式の EC-BAID-I と EC-BAID-II の出力構成:

$$b_1(3s+n-1) = -\frac{1}{L} h_1(s)^T \cdot y^T(3s+n-1) \text{ with } h_1(s) = x_1(s) + c_1$$

ここに、n: EC-BAID 検出器指標

EC-BAID-I 線形結合器の係数ベクトル X_1 の更新

$$\begin{aligned} x_{1,w}(s+1) &= x_{1,w}(s) - \gamma[e_{1,w}(s) + e_{1,w}(s) + e_{1,w}(s)] \\ x_{1,w}(s+1) &= x_{1,w}(s) - \gamma[e_{1,w}(s+1) + e_{1,w}(s) + e_{1,w}(s)] \quad w = -1, 0, 1 \\ x_{1,w}(s+1) &= x_{1,w}(s) - \gamma[e_{1,w}(s+1) + e_{1,w}(s+1) + e_{1,w}(s)] \\ e_{1,w}(s) &\triangleq b_1(3s+n-1) \left[y_v(3s+n-1) - \frac{y_v(3s+n-1)^T \cdot c_1}{L} \right] \quad w = -1, 0, 1 \end{aligned}$$

ここに、s: スーパーシンボル指標

EC-BAID-II 線形結合器の係数ベクトル X_1 の更新

$$\begin{aligned} x_1(s+1) &= x_1(s) - \gamma[e_1(s) + e_1(s) + e_1(s)] \\ x_1(s+1) &= x_1(s) - \gamma[e_1(s+1) + e_1(s) + e_1(s)] \\ x_1(s+1) &= x_1(s) - \gamma[e_1(s+1) + e_1(s+1) + e_1(s)] \\ e_1(s) &\triangleq b_1(3s+n-1) \left[y^{*T}(3s+n-1) - \frac{y^{*T}(3s+n-1)^T \cdot c_1}{L} \right] \end{aligned}$$

ここに、s: スーパーシンボル指標

ここに、

$$\begin{array}{ccc} 0 & x_{1,-1}(s) & e_{1,-1}(s) \\ c_1 \triangleq c_1, & x_1(s) \triangleq x_{1,0}(s), & e_1(s) \triangleq e_{1,0}(s) \\ 0 & x_{1,1}(s) & e_{1,1}(s) \end{array}$$

表5: 線形結合方式の EC-BAID-I と EC-BAID-II の
構成方程式 (n=1, 2, 3)

【0087】分析およびコンピュータシミュレーションの両方の数値結果は、適応アルゴリズムの優れた高速収束を示し、かつさらに、干渉信号の位相オフセットに対する平均二乗誤差の独立性を示す。適応アルゴリズムのこの収束性を図11のグラフに示す。これは、指定された状態における適応係数の実部と虚部の収束性を示す。

【0088】本発明のブラインド適応受信機が、検出器ユニットの入力における有効信号の残留周波数誤差に対して優れた頑強性を示すことも、示しておかなければならない。この結果は、本書で先述した通り、補助符号に対する複合係数を使用することにより得られる。本発明の受信機のこの性質は、様々な検出器タイプのバイナリ（ビット）誤り率BER対適応率（更新ステップ） η の

変化を示す図12のグラフによって示される。

【0089】複合係数によって特徴付けられる（E）C-BAIDに有利な強い点の一つは、干渉源の周波数オフセットに対するその性能の独立性に關係する。そのような同周波数オフセットは、低高度および中高度地球軌道衛星コンステレーション（LEO-MEO）のシンボルレートに比べて極めて大きくなることもある。この重要な（E）C-BAID特性は、図13によって実証される。

【0090】図13のグラフは、本発明に係る受信機が、周知のDA-MMSE検出器より、周波数誤差に対してロバストであることを示す。さらに詳しくは、本発明の受信機の周波数誤差に対する頑強性は、DA-MM

SE方式のそれより3桁分大きい。したがって、それは周波数推定器25の一般的標準偏差と同程度である。さらに、BERで表されるMAIのキャンセル効果は、データ補助適応処理の性能に匹敵する。

【0091】干渉ユーザの数に関連して、本発明の検出器のバイナリ誤り率(BER)は、検出器の拡張バージョンにより、有効信号パワーが実質的に干渉信号パワーより低い場合でも干渉ユーザの数をかなり増加させることができることを明らかにしている。これは、伝搬時間のためにパワー制御が遅い衛星通信システムの場合に、典型的に示される。この性能は、ビームのエッジにおける四項コンステレーションシンボルの平均受領エネルギーと片側AWGN(相対性白色ガウス雑音)のパワースペクトル密度 N_0 との間の比率 E_b/N_0 の値が異なる様々な適応検出器タイプのBER对干渉信号の数を表わす図14に示すように、従来のデータ補助適応検出器(E DA-MSE)のそれに匹敵する。

【0092】異なるタイプの検出器の影響は、検出器の出力 ρ における総信号対雑音および干渉比の統計分布を見ると、よく実証される。

【0093】図15は、無作為の干渉源の搬送波位相および符号遅延によるCR、C-BAID、およびEC-BAIDの ρ の確率密度関数(PDF)を示す。CRの出力における ρ の値が、アクティブチャネルにおける様々な遅延および搬送波位相の割当のために、比較的大きな分散を示すことがかなり明瞭である。干渉緩和検出器の効果は二つの面がある。第一に、これらは明らかに ρ の平均値を高めるので、リンクの平均品質が向上する。第二に、これらは ρ の平均値付近の分散を減少し、これはリンクが動作不能状態に陥る確率を減少する効果を持つ。長い符号によるCDMA(場合によってはランダムCDMAと呼ばれる)は干渉緩和に容易に影響されないが、長い符号の使用のために、MAIの一種のシンボルごとのランダム化が起こり、同じ動作不能状態の確率低下の目標が達成される。EC-BAIDのこの魅力的な特徴は、d-BPSKまたはQPSK-RS信号形成の特徴によってさらに高められる。図15bは、BPSK、d-BPSKおよびQPSKの場合の ρ のpdfのシミュレーション結果を示す。占有帯域幅は同じであるが、d-BPSK/QPSK-RSの場合の符号の2倍の反復周期を持つシグネチャシーケンスの使用が可能であり、したがってコードブックのサイズ(つまり利用可能なシーケンスの最大数)が二倍になり、二倍の処理能力が生じる。また、図15bを見ると、BPSKおよびd-BPSKは同様の ρ の平均値を持つが、後者の場合、分散量が低下することを観察することができる。d-BPSKに比べて、QPSK-RSは、各信号がd-BPSKのように二つではなく、一つの分散シーケンスを利用するという事実のため、平均値 ρ の増加および σ_p の低下の点で

さらに有利になる。CRにとっては重要ではないが、この特徴は、CDMAマルチアクセスによって占有される空間次元数を減少するで、EC-BAID干渉緩和能力が向上する。一般的(固定)干渉源遅延分布の場合のBERの点におけるQPSK-RSのBPSK-RSおよびd-BPSKに対する利点を、図16に示す。前述のEC-BAIDの適応LMS(最小二乗法)バージョンを利用したモンテカルロBERシミュレーション結果は、理論上の予測に非常によく従う。

【0094】フェージング性能
上述の(E)C-BAIDの回転位相不変性のために、提案した検出器は、有効信号および干渉源が両方とも、ライス係数Kの独立ライスフェージングによって影響され、かつユーザ速度が5から80mphの範囲である(2GHzの搬送周波数を想定する)フラットフェージングチャネルでも、目覚ましい性能を達成することができる。図17のシミュレーション結果が示すように、EC-BAIDは、他の高速フェージングチャネルでも、従来のCDMA相関受信機より著しい利点をもたらす。全てのシミュレーションで、有効信号遅延波位相は、EC-BAIDにより(理想的に)推定された。図17の結果は理想的なチャネル推定を想定しているが、同様の性能は、パイロット補助チャネル推定技術を用いた場合も達成された。

【0095】シミュレーション結果は、高速フェージングの場合でも、CDMA干渉源のフェージングを除去することによって事実上変化しないことが、観察された。この事実も、EC-BAIDがMAIフラットフェージングの変動に対して(振幅および位相の両方とも)、本質的にロバストであることを実証する。

【0096】衛星経路ダイバーシティ
提案した(E)C-BAID検出器はまた、衛星経路ダイバーシティが採用される移動衛星システムにもよく適している。この場合一般的に、転送される情報ビットは同じであるが、各方向リンク衛星信号に対して異なる分散シーケンスが使用される。この場合、図18のプロット図は、同じEC-BAIDの可能な構成を例示する図15に示されるように変更される。 N_0 までのダイバーシティオーグをシステムに実現すると想定するで、復調器は N_0 個のEC-BAIDで構成され、その各々が異なる衛星からの着信信号を処理する。異なる衛星の構造のため、独立したファイン周波数および時間/位相調整が各フィンガに必要である。差分遅延がシンボル期間を超えると(しばしば発生するに)、遅延は、簡素化のためにここには図示しない外部およびフレーム独自のワードによって、解消しなければならない。

【0097】いずれの場合も、異なる衛星によって伝送される同じデータストリームのシンボルは、衛星およびユーザ独自のシーケンスによって分散し、かつ同じシンボルが別のダイバーシティ経路と重なる可能性がないよ

うに時間をずらす(スタガ)なければならない。
【0098】このスタガ(時間をずらす)技術は次のように示される。

【0099】

【表6】

		$T_1 = LT_0$			
サテライト # 1		d_1	d_2	d_3	d_4 伝送シンボル
サテライト # 2					d_1 d_2
		(E)C-BAID 時間窓	最大差分 遅延	ガード 時間	
実際のダイバーシティー 信号時間オフセット					

【0100】この変調器のシンボルのスタガは、その後復調器側で、図18に示す遅延調節ブロックによって復元される。これは、各EC-BAID復調器内で有効な経路とダイバーシティ経路間の可能な破壊的相互作用を避けるために、非常に重要である。

【0101】EC-BAIDのマルチレートCDMAへの適用

無線CDMAの第三世代標準は、地上または衛星に関係なく、全て、最善のマルチメディアサービスを受け入れるためにマルチレートアクセス能力を包含する。全てのレートは、端末(固定、屋内、完全移動など)およびネットワーク(屋内、屋外、地上、衛星等)の種類によって異なる最大レート R_M (例えば2048または384 kb/s)の整数約数である。必ずしも必要ではないが、通常、サポートされるビットレートは、早期の実現および調整では、 $R_{ck} = R_M / 2^k$ の形式を取り、いうまでもなくチャップレート R_c は全ての割当てチャネルで同一である。

【0102】最近提案された、マルチレートCDMAを処理する方法は、いわゆるOVSF符号を利用するものである。OVSF符号ファミリーは、Walsh-Hadamard符号分類の一般的な集合の単なる改訂版であり、改訂は付加価値特性である。特にOVSFはWalsh符号を階層状に再編成したものである。各階層の符号は、その上の階層の符号の2倍の長さをもつ。また、

$$[C_1(1) \quad a_2(1) a_2(2) C_1(1) \quad a_2(1) a_2(3) C_1(1) \quad a_2(1) a_2(4) C_1(1)]$$

【0106】いうまでもなく、信号が同期の場合、それらはOVSF符号の性質により直交状態のままで維持され、上述の時間不変性は重要ではない。マルチレートMAIが希望するユーザと非同期の場合、問題が発生する

符号は樹状に編成され、その中で「親」符号の下の階層の二つの「子」符号が、それぞれ反復と符号を変化した反復によって生成される。樹の特性は、一対の符号が各階層内で直交しているだけでなく(各階層は対応する長さのWalsh符号の完全な集合である)、短い方は長い方の祖先ではないことを前提として、それらが階層間でも直交しているということである。

【0103】図19は、異なるビットレート、すなわち上の方の信号はレート R_o 、下の方はレート $4R_o$ の二つのユーザ信号の例を示す。前者は長さ8の符号 $C_3(3)$ を使用し、後者は長さ2の符号 $C_1(1)$ を使用する。二つの符号は、長い方が階層1で祖先として $C_1(1)$ を持たないので、直交する。したがって、従来の相対受信機は、信号1または信号2のいずれかを使用するときに、MAIが無いために問題を生じる。

【0104】最初に、「低速」信号#1の場合について、復調器を検討しよう。「長い」シンボル時間 $T_o = 1/R_o$ で観測するとき、信号#2によって発生する干渉は、時間変化する拡散符号を生じることが分かる。 $a_2(1)$ を「基準」シンボルと想定し、信号#2を $a_2(1)$ だけを送信するレート R_o のDS-SS信号と仮想的に見ることができ、拡散符号は次のようになる。

【0105】

【数8】

ことがある(つまり、順方向リンクにおけるセル間またはビーム間の干渉)。ここで、非同期干渉(アップリンクのセル間/ビーム間MAI、またはダウンリンクのセル間/ビーム間MAIのいずれか)のあるCDMAネッ

ネットワークの汎用ユーザ信号#mを復調しなければならないと想定し、かつそれがネットワークで許容される最高レートを持つと想定する。信号#mに対する全ての干渉信号の関係は、信号#2に対する信号#1のそれと同様であり、それらは全て、ユーザ#mより長い符号になる。したがって、後者は干渉信号に対して一組の周期的に変化する拡散符号を見ることになり、その繰返し周期は一般的に、ネットワークで許容される最高ビットレートと最低ビットレートの間の比Mとなる。したがって、ユーザ#mのための干渉緩和検出器は、この周期的規則性を利用するように設計することができる。それはM個のシンボル期間ごとに周期的に動作するM個の従来のEC-BAIDの列で、それぞれが常に干渉信号上の同じ(部分)符号を見るように構成される。そうした検出器の出力は次に「デマルチプレクス」され、その後の処理のためのシンボルレートのストリームを生じる。

【0107】ユーザ#mがネットワークで最低レート(基本レート)を持つ場合には、状況が異なる。そのような状態では、2節における説明に従って、無作為に変化する符号の集合が得られる。この場合の解決策は、次のように見つけることができる。ここでなければならぬことは、シンボル期間をM個の副期間に分割し、各々関連部分符号に一致しかつ各々異なるソフト値の出力を生成するM個の様々なEC-BAIDを再び使用することである。この区分化により、各検出器はここで、シンボル期間からシンボル期間に同じ符号を見、従来の設計に従う。そのような検出器のM個のソフト出力は次に結合され、最終決定変数を生産する。この種の多層線形検出器は、シンボルの全長の線形検出器と完全に等価である。したがって、低レート信号の場合には、従来のEC-BAIDを変更なしで使用できるという結論になる。

【0108】いうまでもなく、ユーザ#mが中間ビットレートの場合、問題となる唯一のパラメータは、その実際の速度と、図3のようなマルチレートアーキテクチャを打ち立てるためのネット内の最大レートの比率である。この図は、ビットレート $M \times$ 基本システムビットレート $1/T_b$ で動作するユーザの機能ブロック図を表わす。上述の説明から明らかな通り、基本EC-BAID検出器は再使用することができるが、M個の並列検出器は各々、ばらばらの短いシンボルに動作する。M個の検出器はその後、 $T_b \cdot s_{100}$ の周期および $T_b \cdot s_{100}/M$ のデューティサイクルで起動する。これは、入力標本を異なるEC-BAID検出器に分配するのと同様のセレクトによりクロックを分配し、容易に達成することができる。レート $1/T_b \cdot fast$ $M/T_b \cdot s_{100}$ の出力ソフト標本は、検出器1ないしMから順次得られる。その後、各期間 $T_b \cdot s_{100}$ の最後に選択手続きが繰り返される。OVSFマルチレート技術を採用するCDMA環境で動作する特定の復調器に必要なEC-BAID検出器の数が、

基本ネットワークレートに対しサポートされる最大レートの間の比率に比例することも明白である。したがって、復調器の追加的複雑さは、基本レートより高いレートで送信するユーザに影響を及ぼすだけである。

【0109】EC-BAIDの擬似ランダムCDMAへの適用可能性

シンボル長シーケンスの主要な不利益の一つは、静止システム構造の場合に、二つの信号間の相互相関がシンボルごとに繰り返され、したがってユーザが最悪の場合の相互相関を経験することである。多くの実用的システムでこの問題を克服するために一般的に使用されている技術は、ユーザ特定のチャンネル化シーケンスに、シンボル期間の整数倍(1)に等しい期間をもつPNスキャンブルシーケンスを重ね合わせることから構成される。そうすることにより、相互相関がシンボルごとに変化し、m個のシンボルの後に繰り返される。これは、米国電気通信工業会(TIA)のセルラー標準IS-95、および幾つかの国によって国際電気通信連合(ITU)に提案された第三世代(IMT-2000)広帯域CDMAに採用されている。

【0110】マルチレートの場合に、この擬似ランダムCDMA(真のランダムCDMAシステムはPNシーケンスが繰り返されない)を再実行することができ、それにより、並列に動作するデューティサイクルの時間をずらした一列の(E)C-BAID検出器がシンボルごとに変化する拡散シーケンスに対処することは、容易に理解される。ランダムCDMAの性能が、相対的に小さいmの値(例えば4、8)で、したがって適度な復調器の複雑度で、ほぼ達成することができることは、容易に示される。

【0111】EC-BAIDの周波数選択チャネルへの適用可能性

地上移動通信(とくに都市領域)の場合、建物による複数の信号反射によって多数の伝搬経路が生成され、伝搬チャネルは周波数選択的になるために、無線チャネルはもはや周波数フラットと考えることはできない。その結果、この場合、非周波数ひずみチャネルように設計されたBAIDアルゴリズムは、もはや適切に機能することができない。したがって、BAIDアルゴリズムは、この有害な伝搬シナリオでもMAIに対抗する上でその有効性を維持するために、適切に変更しなければならない。説明を簡素化するために、以下では、2本だけの伝搬チャネル(つまり直接経路と反射経路)について言及するが、関連概念は、2本以上の線によるより複雑な構造のマルチパス伝搬の事例に拡張できることは、明白である。これらの前提に基づいて、受信信号標本 $w(r)$ の複素配列を、次のように表わすことができる。

【0112】

【数9】

$$w(r) = y(r) + \alpha y^*(r),$$

【0113】ここで、 $y(r)$ は、マルチパス伝搬が無い状態で（直接経路）受信する信号標本の複素配列である。 $y'(r)$ は、遅延信号標本（反射経路）の複素配列である。 α は、遅延経路の減衰を表わす複素係数である。

【0114】検出器の観点からは、受信信号の有効（つまり情報を含む）部分は、次のように表わすことができる変更シグネチャ符号 s_1 によって拡散された状態になる。

【0115】

【数10】

$$s_1 = c_1 + \alpha c_2$$

【0116】ここで、説明を簡素化するために、マルチパスが整数個のチップの長さだけ遅延すると仮定して、次のように表わすことができる。

【0117】

【数11】

$$c_1 = [0, 0, \dots, 0, c_{1,1}, c_{1,2}, \dots, c_{1,L-1}]$$

【0118】これは拡散符号の遅延（打ち切り）複製を表し、 m は、チップ期間 T_c に対して正規化された時間遅延である。この事実から、実際の受信シグネチャ s_1 と予想された公称符号 c_1 との間に一種の「不一致」が生

$$x_{1,i}(r) = x_{1,i}(r-1) - \gamma b_1(r-2) [y_1(r-2) - b_1(r-2) s_{1,i}]$$

【0123】ここで

【0124】

$$b_1(r) = \frac{h^T \cdot y(r)}{|s_1|^2}, \quad h_1(r) = \frac{(s_1) \cdot y(r)}{|s_1|^2}$$

【0125】となり、 $x_{1,i}(r)$ 、 $y_i(r)$ 、 $s_{1,i}$ はそれぞれ、 $x_1(r)$ 、 $y(r)$ 、および s_1 の i 番目の要素である。上記の変更アルゴリズムにより、EC-BAID検出器への破壊的なマルチパスの影響を回避できるだけでなく、周波数選択的フェージングチャネルで動作する従来のCDMA検出器で一般的に使用されるレーキ復調器を使用せずに、マルチパスエネルギーをコヒーレントに結合することもできる。

【0126】基本的に、変更されたアルゴリズムでは、公称シグネチャ符号 c_1 が実際の受信シグネチャ符号（またはアンカ） s_1 に置換され、これがマルチパス伝搬現象に考慮される。この変更アンカ s_1 は、フラットフェージングの場合のようにもはやバイナリコードではなく、複素値シーケンスになることに注意されたい。チャネル遅延プロファイルに関する情報は、パイロットチャネルから入手することができる。これは、順方向リンクで、セルのカバレッジ範囲内で各ネットワークの基地局（BS）から移動端末（MTs）の同期化の一助として一般的にトラフィックチャネルより高いパワーレベルで、非常に低速のデータ変調により（または無しで）同

じる。実際には、BAIDアルゴリズムは、 c_1 に直交する部分空間に属する各信号の相殺につながる「固定」条件 $c_1 \cdot x_1(r) = 0$ に基づいて、検出器係数 $x_1(r)$ の適応部を更新する。残念ながら、マルチパス伝搬（また例えば間違っただけの入力信号標本化によって生じるその他の不一致状態）の場合、先験アンカ c_1 はそれ以上入力信号と一致せず、したがって、有効な信号の部分的分岐おちの原因になる。これは有効な信号パワーの無駄につながる、遅延経路の寄与が大きくなる（つまり α が増加する）ので、アルゴリズムは確実に効率が低下する。

【0119】この不便さは、当初のBAIDアルゴリズムの簡単な変更を行うことによって、回避することができる。特に、検出器 $h_1(r)$ の係数は今、次のように表され、

【0120】

【数12】

$$h_1(r) = s_1 + x_1(r)$$

【0121】「固定」状態はそれにしたがって、 $s_1 \cdot x_1(r) = 0$ と変更される。したがって、アルゴリズムの新しいバージョンは次のようになる。

【0122】

【数13】

【数14】

報道通信されるDS/SS-CDMA信号である。チャネル推定もまた、スマート指向性アンテナの存在時にチャネルの推定を可能にするために、トラフィックチャネルに定期的には挿入されるパイロットシンボルを使用して、簡単に得ることができる。

【0127】逆方向リンクでは、符号分割または時間多重化パイロットシンボルを使用することにより、順方向リンクの場合と同様に、データ補助チャネル推定を行うことができる。

【0128】数値結果から、信頼できるチャネル遅延プロファイルが利用できることを前提として、強力な反射信号成分（例えば $|\alpha| = 1$ ）があっても、マルチパスチャネルの存在下で動作する変形BAIDアルゴリズムの干渉緩和能力が確認される。

【0129】図面に示す実施例は、本発明に係る適応相関処理を実行する方法を説明するために挙げた幾つかの例証的な実現例にすぎないことを理解されたい。

【図面の簡単な説明】

【図1】先行技術のブラインド適応受信機のブロック図である。

【図2】本発明に係る適応受信機のブロック図である。
 【図3】図2の受信機に示される検出装置の機能ブロック図である。

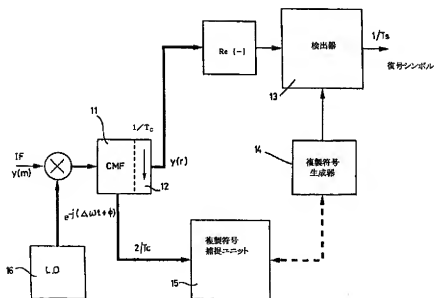
【図4】本発明に係る適応受信機の変形例を示す。
 【図5 a】図4の受信機に組み込まれた検出装置の二つの実現例の機能ブロック図である。
 【図5 b】図4の受信機に組み込まれた検出装置の二つの実現例の機能ブロック図である。
 【図6】図4の適応受信機の変形例の機能ブロック図である。

【図7 a】図6の受信機に組み込まれた検出装置の二つの実現例の機能ブロック図である。
 【図7 b】図6の受信機に組み込まれた検出装置の二つの実現例の機能ブロック図である。
 【図7 c】図6の受信機に組み込まれた検出装置の二つの実現例の機能ブロック図である。
 【図8】本発明に係る検出装置の変形例の最適アーキテクチャを示す図である。
 【図9】本発明を組み込んだシステムのBER性能を示すグラフである。

【図10】本発明に係る適応受信機の別の変形例の機能ブロック図である。

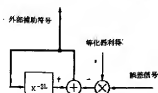
【図11】本発明の適応受信機の適応収束を示すグラフである。
 【図12】様々な検出器タイプのBER対適応率ガンマの変化を示すグラフである。
 【図13】様々な検出器タイプのBER対 $\Delta f_k \cdot T_g$ の変化を示すグラフである。
 【図14】様々な検出器タイプのVER対干渉源の数の変化を示すグラフである。
 【図15】様々な検出器タイプのPDF対係数 ρ の変化を示すグラフである。
 【図16】様々な検出器タイプのBER対 E_b/N_0 比の変化を示すグラフである。
 【図17】様々な検出器タイプのBER対 E_b/N_0 比を示すシミュレーション結果のグラフである。
 【図18】本発明の適応受信機の別の変形例の機能ブロック図である。
 【図19】ネットワークにおける最高速度のための本発明のマルチレート検出器のブロック図である。

【図1】



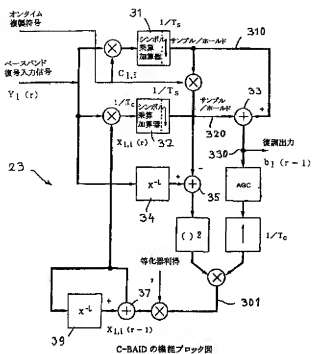
【図7 c】

オーバーラップ/加算 BC-BAID II 検出器の機能ブロック図

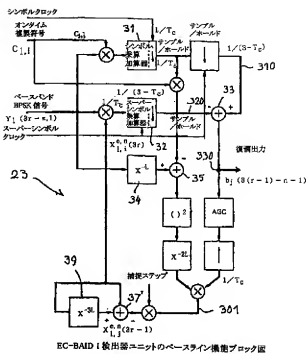


オーバーラップ/加算 BC-BAID 補助信号生成ユニットのブロック図

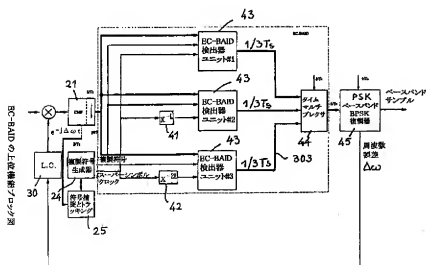
【図3】



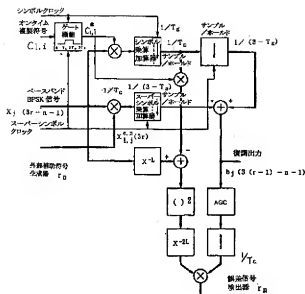
【図5a】



【図4】

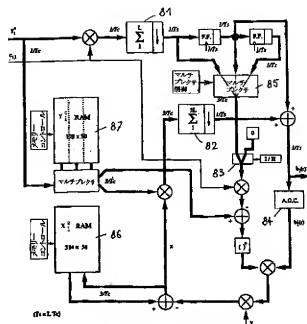


【図7b】



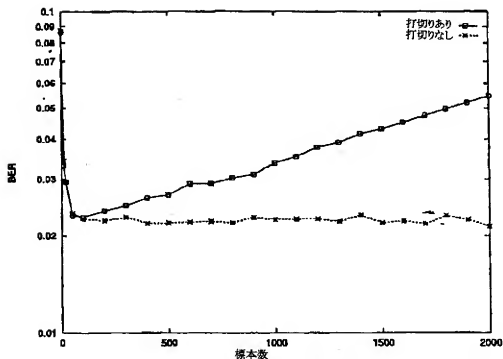
オーバーラップ/加算 BC-RAID II 出力器の機能ブロック図

【図8】



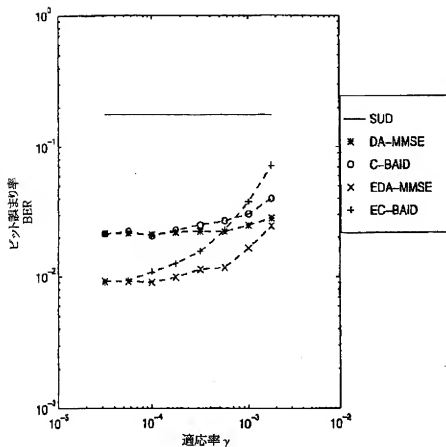
選択/加算 BC-RAID の信号処理構成

【図9】



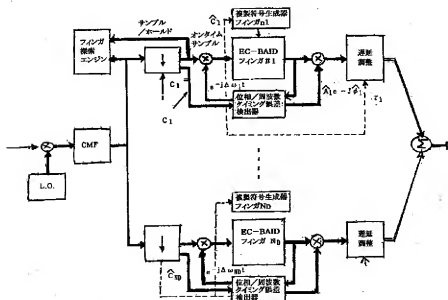
誤差信号の打ち切りの有無による BER (ビット誤り率) のシステム動作
 $L = 128$, $N = 64$, $E_b/N_0 = 6$ dB and $C/I = -6$ db.

【図12】

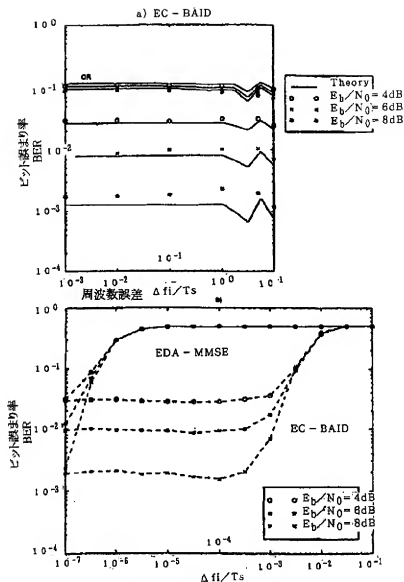


異なる検出器における誤差対適応率 γ : $E_s/N_0 = 6$ dB, $L = 64$, $K = 19$, $[C/I]_{sc} = -6$

【図18】

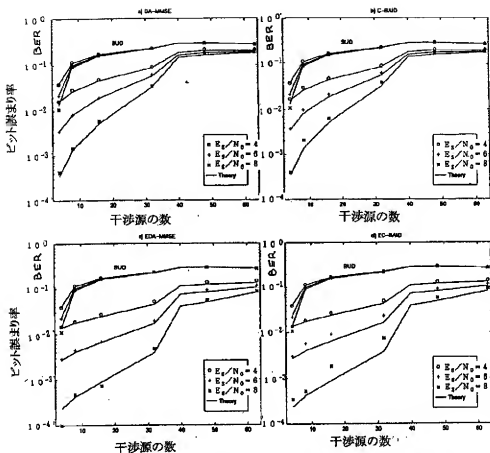


【図13】



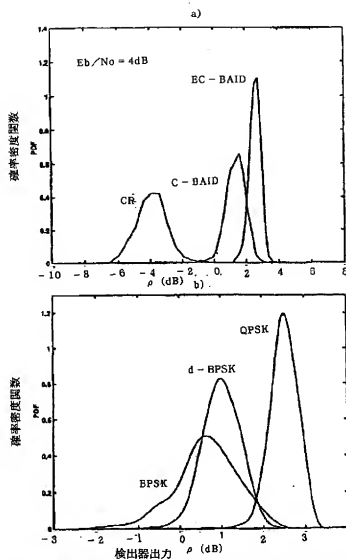
a) EC-BAID 検出器のビット誤り率対 $\Delta f/T_s$: $L=64$, $K=19$, $[C/I]_{sc}=-6$ dB, b)
 b) 異なる検出器のビット誤り率対 $\Delta f/T_s$: BPSK-RS, $L=64$, $K=19$, $[C/I]_{sc}=-6$ dB

【図14】



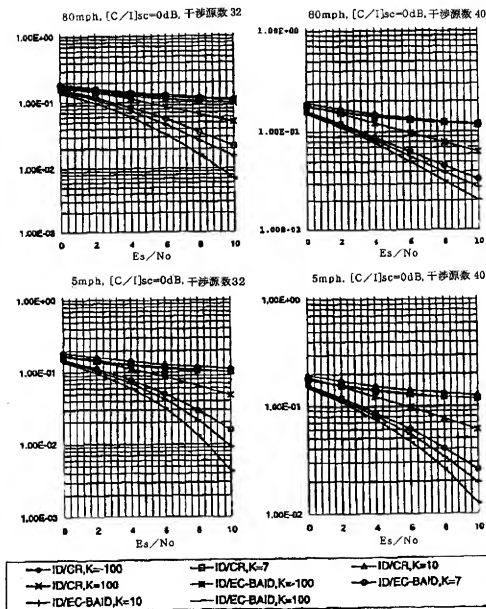
SUDと比較した異なる検出器の干渉源に対するビット誤り率 : $L = 64$,
 $[C/I]_{\text{sc}} = -6$ dB.

【図15】



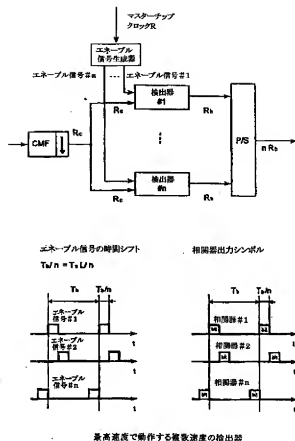
検出器出力 ρ の確率密度関数 for $E_b/N_0 = 4\text{ dB}$, $K' = 19$, $(C/1)_{sc} = -6\text{ dB}$: a) BPSK-RS $L = 64$ CR, C-BAID, EC-BAID, b) EC-BAID $L = 32$ for BPSK-RS, $L = 64$ for d-BPSK and QPSK-RS

【図17】



CRおよびEC-BAIDの独立ライシアンフェーディングチャネルに対するシミュレーション結果、理想的なチャネルでの推定。

【図19】



フロントページの続き

- (72)発明者 ヤビエル ロメロ ガルシア
オランダ王国、エヌエルー2312 エムカー
レイデン、ハーベン 40セー
- (72)発明者 マルコ ルイセ
イタリア共和国、イー57125 リボルノ、
ヴィア デレ シービ 52

- (72)発明者 ルカ ファヌッチ
イタリア共和国、イー51016 モンテカチ
ーニ テルメ (ピストイア)、ヴィア マ
オナ 11
- (72)発明者 エドアルド レッタ
イタリア共和国、イー56126 ビサ、ヴィ
ア マランゴーニ 13

【外国語明細書】

1. Title of Invention

Adaptive Signal Receiver for CDMA Communication System

2. Claims

1. An adaptive receiver for CDMA signals, comprising a blind adaptive detector for detecting symbols in an incoming data stream using a user signature sequence, wherein said user signature sequence is comprised of a fixed term C_i and a complex adaptive part $X_i(r)$ having a predetermined length that extends over a number of samples of the incoming data stream, said complex adaptive part being updated automatically and periodically after every interval spanning over one symbol or a plurality of symbols.

2. An adaptive receiver as claimed in claim 1, comprising means to determine said complex adaptive part from the frequency error signal measured on the signal obtained after said symbol detection.

3. An adaptive receiver as claimed in claim 2, wherein said means to determine said complex adaptive part is arranged to minimize the mean square error MSE between the output signal from said detector unit and the data within a predetermined time interval.

4. An adaptive receiver as claimed in claim 2, wherein said means to determine said complex adaptive part comprises a complex shift register and an adder.

5. An adaptive receiver as claimed in claim 1, wherein said adaptive detector comprises at least one detector unit arranged to accept the samples of the incoming data stream within an observation window extending over a predetermined number of samples.

6. An adaptive receiver as claimed in claim 1, wherein said adaptive detector comprises a plurality of detector units, each detector unit being arranged to accept the samples of the incoming data stream within a respective observation window extending over a predetermined number of samples, the observation windows for said plurality of detector units being delayed relative to each other.

7. A blind adaptive detector for detecting symbols in an adaptive receiver for CDMA signals, comprising a blind adaptive detector for detecting symbols in an incoming data stream using a user signature sequence, wherein said user signature sequence is comprised of a fixed term C_i and a complex adaptive part $X_i(r)$ having a predetermined length that extends over a number of samples of the incoming data stream, said complex adaptive part being updated automatically and periodically after every interval spanning over one symbol or a plurality of symbols.

8. A blind adaptive detector as claimed in claim 7, comprising means to determine said complex adaptive part from the frequency error signal measured on the signal obtained after said symbol detection.

9. A blind adaptive detector as claimed in claim 8, wherein said means to determine said complex adaptive part is arranged to minimize the mean square error MSE between the output signal from said detector unit and the data within a predetermined time interval.

10. A blind adaptive detector as claimed in claim 8, wherein said means to determine said complex adaptive part comprises a complex shift register and an adder.

3. Detailed Description of Invention

Field of the invention

The present invention relates to the field of Code Division Multiple Access (CDMA) communications with direct sequence/spread spectrum (DS/SS) modulated signals. It is concerned in particular with a novel adaptive signal receiver for CDMA communication systems.

Background of the invention

A CDMA communication system transmits information from a number of users over a common channel using different code sequences referred to as signatures. In these systems, the transmitters send the information independently from each other. Therefore, signals from different users arrive asynchronously at the receiver. Because the cross correlations between the signatures for signals from different users are non zero, the received signal from a user is sensitive to nearby interfering signals from other users.

This sensitivity to interference from other users constrains the number of active users operating at a specified system bit error rate (BER), and therefore CDMA systems are said to bear a modest overall capacity in terms of number of users/bandwidth.

Some attention has already been focused on the Multiple Access Interference (MAI) and in the last decade there has been an explosion of interest on multiuser interference rejection and multiuser detection (MUD). The purpose of MUD is to achieve the joint demodulation of all user data streams. One of the major outputs of the extensive research activity, inspired by the discovery of MUD, was the recognition that the sensitivity to MAI of CDMA is not inherent to the access method itself, rather it is essentially related to the incorrect utilization, in a multiple-access environment, of the single-user correlation receiver that presently represents the optimum scheme for processing a single DC/SS signal in an additive white Gaussian noise (AWGN) channel (see "Optimum Multiuser Asymptotic Efficiency" by S. Verdú, IEEE Transactions on Communications, September 1986, pp. 890-897).

The implementation of a multiuser receiver is not straightforward : firstly due to the high computational complexity for the optimum scheme and secondly because even sub-optimum lower-complexity schemes call for accurate estimation of the code timing, the carrier phase and/or the signal power of all the active network users. The latest step towards a practical implementation of a MAI-resilient detector is represented by the class of single-user adaptive receiver an example of which is disclosed for instance in "MMSE Interference Suppression for Direct-Sequence Spread-Spectrum CDMA", by Upamanyu Madhow et Michael L. Honig, IEEE Transactions on Communications, Vol. 42, No. 12, December 1994, pp. 3178-3188. This type of receiver is capable of eliminating a substantial portion of the multiuser

interference, but it needs to be adjusted by a proper training sequence that must be known a priori, before data transmission can occur.

A robust and simple receiver of this kind that can operate without need for a training sequence is disclosed in "Blind Adaptive Multiuser Detection", by Michael Honig, Upamanyu Madhow, Sergio Verdú, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 41, No. 4, July 1995, pp. 944-960. The simulation results presented therein are relative to the case of BPSK DS/SS synchronous signals with rectangular chips, ideal coherent detection and a low AWGN level. The ideal coherent detection is in fact a strong assumption that largely reduces the applicability of blind adaptive interference-mitigating detection (BAID) scheme to practical systems. The use of the BAID detector requires the prior knowledge of the useful channel carrier frequency and phase that is generally unknown to the receiver and that can not be accurately estimated prior to DS/SS signal detection.

In particular, the authors of said publication envisage application of BAID to the initial receiver acquisition phase only, just to bring the signal-to-noise ratio after detection in the vicinity of 0 dB.

In such conditions, a decision-aided detector can directly take over without the need of a special training sequence. Such decision-aided detector is disclosed in "Adaptive Receiver Structures for Asynchronous CDMA Systems", by Predrag B. Rapajic and Branka S. Vucetic, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 12, No. 4, May 1994, pp. 685-697. Although optimal in performance, a data-aided

detector requires the prior knowledge of the transmitted symbols. Assuming a slowly variant channel as compared to the symbol duration, it is possible to insert a preamble of known data in the data stream at regular intervals to help the detector convergence.

In this case, however, there is a penalty due to the increased data rate and the need for fast converging algorithms like Recursive Least Square that drastically increases the algorithm complexity and presents numerical stability problems. While the decision-aided approach does not require the prior knowledge of a training sequence, it has however a major drawback in its poor performance under low signal-to-noise ratio conditions whereby symbol estimates become unreliable and detector performance rapidly degrades. This behavior is particularly harmful when the signal amplitude significantly fades, as is the case in many practical (mobile) systems or when path diversity is exploited.

In this case, equalization has to be performed on each Rake receiver finger at lower input signal-to-noise ratio. Furthermore, the adaptive detection approach in this known detector is not insensitive to the unknown phase of the useful signal and the useful channel carrier frequency error.

It is known that the data-aided MMSE algorithm provides intrinsic phase estimation on top of interference mitigation. This is an apparent advantage as it relates the algorithm convergence speed for interference mitigation to the carrier phase tracking. Over fading channels the algorithm

performs poorly unless the useful signal phase is pre-corrected before entering the adaptive MMSE detector (see A.N. Barbosa, S.L. Miller "Adaptive Detection of DS/CDMA Signals in Fading Channels" IEEE Trans. on Comm., Vol. 46, No. 1, January 1998 whereby a solution based on a complicated phase estimates to remove phase errors at the detector input is proposed). The proposed solution being phase transparent does not suffer from this important problem and allows to effectively separate the useful signal phase estimation from CDMA interference mitigation.

Summary of the Invention

The present invention deals with an extension of the blind adaptive interference mitigating detection (BAID) scheme to the general case of asynchronous CDMA signals with arbitrary interferer timing and frequency offset in order to enhance the performance of a DS-CDMA receiver with affordable complexity increase.

It is an object of this invention to provide a blind adaptive receiver for CDMA signals which minimises the detrimental effect of multiple access interference (MAI) on the bit-error rate (BER) performance and which does not require using a known training sequence.

A further object of this invention is to provide a low-complexity blind adaptive receiver for CDMA signals that is robust to asynchronous MAI.

Yet another object of this invention is to provide a blind adaptive receiver scheme that is robust to the interferers frequency error and is invariant to a possible carrier phase offset.

These and other objects of the invention are attained by an adaptive receiver for CDMA signals which comprises means arranged to perform the symbol detection in the incoming data stream using a user signature sequence comprised of a first fixed term and a second complex adaptive part having a predetermined length that extends over a number of samples. Means are provided to update automatically and at successive regular intervals encompassing the duration of one symbol or a plurality of symbols.

The second complex adaptive part is determined starting from the error signal of the carrier frequency measured on the signal obtained after detection.

The blind adaptive detector incorporated in the CDMA receiver of the invention can be implemented in modular form well suited for a compact ASIC digital implementation on a user terminal. The embodiment includes unobvious techniques to avoid the impact of a definite number of bits being used by DSP/ASIC to represent the signals.

The solutions proposed herein are particularly suited for application to satellite communication systems, but they can be adapted for use in terrestrial communication systems as well. Also, the invention can be adapted for use in communication systems having a variable transmission rate as proposed for

the third-generation standards for wireless CDMA communication.

The main advantages of the invention can be summarized as follows :

1. There is no need for training sequences to help algorithm convergence nor knowledge of interferer parameters. The only parameters required are the useful channel signature sequence and chip timing information as for a conventional detector.
2. Robustness to asynchronous CDMA interference even for large interferer power unbalance and carrier frequency offsets.
3. The detector is insensitive to the unknown phase of the useful signal and can adopt conventional BPSK symbol rate phase estimators.
4. Increased robustness to the residual baseband useful channel carrier frequency error as compared to conventional data-aided Minimum Mean Square Equalizer (DA-MMSE).
5. System performance is very close to the optimum DA-MMSE linear detector in the SNR region of practical interest for a coded system.
6. The adaptive detector can operate at very low SNR typical of a coded system and supports more spectral efficient Dual-BPSK Spread Spectrum signal formats (D-BPSK/SS).

7. It is well suited for a compact ASIC digital implementation on a user terminal.

The invention can find practical applications in the following domains :

- . Fixed and mobile satellite communication networks.
- . CDMA-based positioning systems.
- . Terrestrial CDMA networks.

Brief Description of the Drawings

Fig. 1 is a block diagram of a prior art blind adaptive receiver;

Fig. 2 is a block diagram of an adaptive receiver in accordance with the invention;

Fig. 3 is a functional block diagram of the detection unit shown in the receiver of Fig. 2;

Fig. 4 illustrates a variation of the adaptive receiver according to the invention;

Figs. 5a and 5b are functional block diagrams of two implementations of the detection unit incorporated in the receiver of Fig. 4;

Fig. 6 is a functional block diagram of a variation of the adaptive receiver of Fig. 4;

Figs. 7a-7c are functional block diagrams of two implementations of the detection unit incorporated in the receiver of Fig. 6;

Fig. 8 shows an optimized architecture for a variation of the detection unit according to the invention.

Fig. 9 is a diagram showing the BER performance of a system incorporating the invention.

Fig. 10 is a functional block diagram of a further variation of the adaptive receiver according to the invention.

Fig. 11 illustrates the adaptation convergence of the adaptive receiver of the invention;

Fig. 12 shows the variation of BER vs the adaptation factor Γ for various detector types;

Fig. 13 shows the variation of BER vs $\Delta f_k T_s$ for various detector types;

Fig. 14 shows the variation of VER vs the number of interferers for various detector types;

Fig. 15 shows the PDF vs factor ρ for various detector types;

Fig. 16 shows the variation of BER vs the ratio E_b/N_0 for various detector types;

Fig. 17 illustrates the simulation results showing BER vs the ratio E_b/N_0 for various detector types;

Fig. 18 is a functional block diagram of another variation of the adaptive receiver of the invention;

Fig. 19 is a block diagram of a multi-rate detector of the invention for the highest rate in a network;

Description of Exemplary Embodiments of the Invention

The CDMA Signal Format

The signal format introduced here is quite general and corresponds to DS/Spread Spectrum (DS/SS) with two-dimensional modulation. In the most general case the incoming binary data stream at rate R_b for the k -th user is split between the two Phase-Quadrature (P-Q) rails by means of a serial-to-parallel converter. The resulting symbols $a_{k,p}(u)$, $a_{k,q}(u) \in \{-1,1\}$ are

independently spread by the P-Q signature sequences $c_{k,p}(l)$, $c_{k,q}(l)$ and filtered prior P-Q carrier modulation. The resulting complex k-th signal is given by

$$e_k(t) = \sqrt{D P_k} \sum_{U=-\infty}^{\infty} [a_{k,p}(u) s_{k,p}(t-uT_s-\tau_k) + j a_{k,q}(u) s_{k,q}(t-uT_s-\tau_k)] \\ \cdot \exp[j(2\pi\Delta f_k t + \phi_k)]$$

$$s_{k,h}(t) = \sum_{l=1}^L c_{k,h}(l) g_r(t-lT_c), \quad h = p, q$$

where D is an amplitude factor related to the signal modulation dimensionality (see Table 1), P_k is the k-th signal power, L is the period for both spreading sequences, T_c is the chip time, $T_s = 1/(2R_b) = L T_c$ is the symbol time, Δf_k is the k-th carrier frequency offset with respect to the nominal frequency f_c , ϕ_k is the k-th user carrier phase, $g_r(t)$ is the impulse response of the chip shaping filter, and τ_k represents the k-th user signal delay. Without loss of generality we also assume $0 \leq \tau_k < T_s$.

The signature sequences $c_{k,h}(l)$ may be "compound" sequences such as Walsh Hadamard (WH) functions overlaid by extended pseudo-noise (PN) sequences having the same period and start epoch [1]. Compound sequences are necessary in multi-beam, multi-satellite systems, or cellular terrestrial systems wherein the overlay PN is beam/sector unique, and different WH signature sequences are assigned to each different user within the same beam/sector. Notice that we also assumed short codes, i.e., $T_s = L T_c$ in order for the EC-BAID to be applicable. In this case,

the code length L is also coincident with the spreading factor T_a/T_c .

Equation (1) represents a variety of modulation and spreading formats as summarized in Table 1. For conventional detectors with symbol length spreading sequences d-BPSK and QPSK-RS doubles the available codebook size for orthogonal sequences with no bandwidth penalty. In case of carrier phase errors, d-BPSK provides increased robustness with respect to QPSK-RS [1].

The (baseband equivalent of the) received signal $r(t)$ is a multiplex of K different signals in the form (1), plus (the baseband equivalent of) the AWGN complex process $v(t)$ with two-sided power spectral density N_0 . Thus

$$r(t) = \sum_{k=1}^K e_k(t) + v(t)$$

Assuming now, for notation simplicity, that channel $k=1$ is the wanted channel we can re-write eqn. (2) as

$$r(t) = e_1(t) + J(t) + v(t)$$

Scheme	Modulation	Spreading	D	T_s/T_b	Properties
BPSK-RS	BPSK	real (RS)	2	1	$a_{k,q} = c_{k,q} = 0$
BPSK-CS	BPSK	complex	1	1	$a_{k,p} = a_{k,q}$
d-BPSK	2xBPSK	(CS)	1	2	$c_{k,p} \neq c_{k,q}$
QPSK-RS	QPSK	2xreal real (RS)	1	2	$c_{k,p} = c_{k,q}$

Table 1 : Signal formats

with $J(t) \triangleq \sum_{k=1}^K e_k(t)$ representing the MAI term. The sampled chip matched filter (CMF) output can be expressed as :

$$y(\tau) = r(\tau) \otimes g_k(\tau) \Big|_{\tau=nT_c}$$

being $g_k(\tau)$ the CMF impulse response.

Referring now to Fig. 1, there is shown a prior art blind adaptive receiver as disclosed in the publication "Blind Adaptive Multiuser Detection" mentioned herein before. After being translate into the baseband, the signal $y(m)$ is received in a baseband filter 11, e.g. a Nyquist square-root raised cosine chip matched filter, the function of which is to limit the noise bandwidth without affecting the useful signal. The signal is then sampled at intervals T_c in sampler 12. Each sampling interval T_c is a sub-multiple of the symbol duration T_s . The complex samples are thereafter applied to a detector 13 for being processed to deliver the demodulated symbols at the symbol rate. To this end, the detector 13 receives the user code sequence as generated by a replica code generator 14. A replica code clock acquisition unit 15 is provided as it is in each conventional spread-spectrum demodulator. A frequency and phase estimator 16 serves to eliminate the frequency offset and carrier phase errors.

As mentioned above herein, the receiver according to the invention is designed and arranged in such a way as to cancel the multiuser interferences in a communication channel without need for a known training sequence prior to data transmission, nor any other information related to the interfering signals. For this purpose, the receiver performs a detection

processing and incorporates means to detect the useful channel bit stream so as to minimize the mean square error (MSE) between the actual detector output and the correct output we would get in the absence of noise and MAI.

Broadly stated, the adaptive detection processing is an extension of the one disclosed in the above-mentioned publication "Blind Adaptive Multiuser Detection", the content of which is incorporated herein by way of reference. The detection processing of the invention differs from the Michael Honig et al approach in that detection is made by performing a correlation on a number L of samples Y using a modified user signature sequence thereby to minimize the effect of interfering signals while despreading the signal without loss of performance.

In accordance with the invention, the user signature sequence is composed of two components : a fixed term c_i (the anchor) and a complex adaptive part x_i (auxiliary code) that is updated at least symbol per symbol using a recursive algorithm.

For the most simple C-VAID embodiment, this can be expressed as :

$$h_i(r) = c_i + x_i(r)$$

$$c_i = [c_i(1), \dots, c_i(L)]^T$$

where $h_i(r)$ is the signature sequence.

The auxiliary code has a length that encompasses the duration of at least two interfering symbols and it is automatically computed for each symbol or after

several symbols using an adaptation rule that can be expressed by the following relations :

$$b'_1(r) = -\frac{1}{L} C_1 - Y(r)$$

$$x_1(r) = x_1(r-1) - \gamma b_1(r) [Y(r) - \frac{Y(r)^T \cdot C_1}{L} \cdot c_1]$$

where

$b_1(r)$ is the detector output symbol,

γ is the update step to be set as a compromise between acquisition speed and steady-state performance.

Contrary to the prior art, the adaptation coefficients of the response vector $h_1(r)$ are complex valued as well as the detector output symbol $b_1(r)$.

This novel approach in accordance with this invention provides a number of advantages. First, the detector is rotationally phase invariant. This allows to exploit two (four in case of Dual BPSK format) projections of the received signal on the two (four) dimensions of the signal space, which are in general required to perform optimum coherent signal demodulation in the presence of carrier phase errors.

Second, the detector is resistant to non co-frequency MAI and this has big relevance to practical systems where large frequency offsets among different carriers occur with respect to the digital signaling rate.

A third advantage resides in that the complex blind adaptive receiver of the invention can be used with D-BPSK DS/SS signals, which minimizes the standard mean square error. This feature is very important for systems using short spreading sequences to exploit cyclo-stationary properties of the code. This is disclosed in "Two Different Philosophies in CDMA-A Comparison", by S. Ventú and A.J. Viterbi, IEEE Vehicular Technology Conference, Atlanta, Georgia, April 28 - May 1, 1996.

The receiver of the invention can operate with any spreading sequence that meets with the specified condition. In many practical systems (satellite or terrestrial), use is made of sequences composed of a unique internal sequence for each channel within a sector or beam (sequence Walsh-Hadamard or Gold) and an external sequence having the same timing and the same length as those of the internal sequence (pseudo-noise). Using a second slow external sequence with a pulse duration equal to the symbol duration permits to solve very large delay differences necessary for instance in case of combination of signals from different satellites. The length of this sequence is an integer multiple of the symbol duration.

The complex response vector h_1 is designed so as to minimize the mean square error (MSE) between the actual detector output and the output in the absence of noise and interference (MAI). The detector is made adaptive through a simple stochastic gradient algorithm thereby to find the solution to the minimization problem stated above. More sophisticated adaptation algorithms such as the so-called Recursive

Least Squares (RLS) or variations thereof can be used to enhance speed convergence with the penalty of higher complexity.

Fig. 2 shows an example of possible implementation for the adaptive receiver structure according to the invention Dual BPSK/SS signals. After baseband translation, the received signal $y(m)$ enters a chip matched filter (CMF) 21 and is then sampled every T_c seconds in sampler 22. The complex baseband samples enter then the P-Q C-BAID detectors 23. Each of them processes one of the two D-BFSK/SS signal components and delivers the complex baseband samples at symbol rate on lines 201 and 202 respectively. Processing in the detectors 23 occurs using a user replica code sequence generated by a replica code generator 24. Phase and frequency error detectors 25 and 26 operate at the rate $2/T_c$ to estimate the phase and frequency to remove the frequency offset and phase residual error prior to final P-Q soft sample delivery.

Thanks to the rotationally phase invariance of the C-BAID detector 23 of the invention, frequency and phase errors can be estimated after despreading and adaptation, thus at a SNR typical for digital communication systems. The implementation shown in Fig. 2 is provided for coherent detection.

The rotationally phase invariance allows the demodulator to be simplified by providing a simple differential symbol detector at the output of the C-BAID detectors 23.

Despite the C-BAID rotationally phase invariance, the carrier frequency estimation needs to be quite

accurate. However, this is not a major drawback as accurate frequency estimate is required anyway for initial signal acquisition. In order to avoid that the frequency error at the C-BAID input exceeds the tolerable range, the receiver includes a long frequency control loop 203 that receives the frequency error signal $\Delta\omega$ at 27 and uses it to control the downconverter oscillator 30.

The phase error signal $\Delta\phi$ at an output 28 of the detectors 26 is applied to phase rotators 29 for the samples of channels P and Q. The in-phase modulated symbols $b^i(1)$ and the in-quadrature modulated symbols $b^q(2)$ are delivered at outputs 210 and 220, respectively.

As mentioned earlier herein, the correlation processing according to the invention uses a signature sequence comprised of a fixed term (replica code) and an adaptive part (auxiliary code) that is updated at least symbol per symbol. This updating and the auxiliary code despreading can be performed in a simple digital circuit comprising a feedback loop with a sampling clock equal to the signal clock. Fig. 3 shows a functional block diagram of a possible implementation for the C-BAID detector 23. The correlation is performed in two blocks 31 and 32 that perform multiply and add operations : the first block 31 performs the correlation using the replica code C, while the second block 32 performs the correlation using the auxiliary code $X_i(r)$. Updating the auxiliary code requires a correlation loop 301 that is easily implementable by simple digital devices such as multiplier, adder, delay circuit, shift register etc. Of particular interest is the way the

adaptive auxiliary code is generated by a simple complex shift register 39 and an adder 37. The blocks denoted by the reference numerals 34, 36 and 38 represent delay circuits (known per se).

The outputs 310 and 320 form blocks 31 and 32, respectively, are combined in adder 33, the output of which delivers the detected symbol b_i . It is to be noted in this regard that the correlation processing involves an inherent delay since it is performed on L samples. As a result, while the detector 23 is detecting the symbol $b_i(r)$, its output delivers the preceding symbol $b_i(r-1)$.

A further interesting feature of the invention is that the response vector $b_i(r)$ of the detector can be extended over an enlarged observation window spanning over the duration of several interfering symbols. This time span increases the detector performance so as to better cope with the asynchronous CDMA interference effects. A three symbol window represents a good trade-off between complexity increase and performance advantage. A shorter window (two symbols) may provide similar performance under certain circumstances, but does not substantially simplify the demodulation hardware described in the following.

Fig. 4 represents a block diagram of an adaptive receiver for Direct-Sequence (DS) CDMA signals. This receiver comprises three identical detector (EC-BAID) units 43. Each of them operate over an observation window having a three symbol length ($3L$) with the window being delayed relative to each other and overlapping each other. The diagram of Fig. 4 is pretty similar to that of Fig. 2 except that each

detector unit is arranged to perform a three-symbol correlation using an auxiliary code having a $3L$ length and that the adaptation coefficients are updated after three symbols. The blocks 41 and 42 represent digital delay lines to shift the observation windows. Block 44 represents a time multiplexer running at frequency $1/T_s$. Block 45 represents a PSK demodulator running at the symbol rate. The frequency error signal $\Delta\omega$ is generated in the demodulator and applied to the frequency control loop 303. The reference numerals 21, 24, 25 and 30 denote a base band filter, a replica code generator, a replica code acquisition unit and a down-converter oscillator as shown in the diagram of Fig. 2.

Fig. 5a illustrates the structure of a detector unit (EC-BAID I) similar to that of Fig. 3. On Fig. 5b there is illustrated another structure for the detector unit (EC-BAID II) that is also similar to the structure shown in Fig. 3, except that it includes a so-called gating function 51 for multiplying the replica code C_1 under control of the symbol clock (running at frequency $1/LT_c$) and the super-symbol clock (running at frequency $1/3LT_c$).

In the diagram of Fig. 4, the detector units 43 are independent from each other, that is each of them generates a respective frequency error signal. However, the invention permits to implement a receiver in which the error signals generated by the different detector units are combined with each other thereby to increase the detection performance. To this end, the arrangements described before herein can be modified as illustrated in Figs. 6 and 7. On Fig. 7a there is shown a structure for the EC-BAID I

detector unit; and Fig. 7b shows a structure for the EC-BAID II detector unit. In this case the adaptive receiver comprises a unique external auxiliary code generator 64 that is completely updated after every symbol interval. The frequency error signal on line 203 for the generation of the auxiliary code is produced by coherent combination of the three individual error signals delivered at the output of the digital delay lines 65, 66 and 67. The reference numerals 41, 42, 61 and 62 also denote digital delay lines.

The fact that the EC-BAID I embodiment (see Fig. 5a) imposes the orthogonality condition for the auxiliary code \bar{x}_i with respect to the anchor \bar{c}_i is due to the fact that in this way the demodulator is robust vis-a-vis non perfect randomness of the modulating data pattern. It can be seen that the EC-BAID II performance is degraded when the data pattern is partly non random. The EC-BAID II does not work at all in case of an unmodulated ODMA signal whilst EC-BAID I works perfectly in all conditions with insignificant performance loss compared to EC-BAID II even for pure random data.

The Select and Add Architecture

Another possible EC-BAID option has been dubbed Select and Add. As depicted in Fig. 8, the correlations $y(r) \cdot c_i$ and $x_i^* \cdot c_i^*$, respectively, are evaluated in blocks 81 and 82 to yield the $b_i(r)$ output at symbol rate. The vector x_i^* is stored in memory 86 and each of its $3L$ elements is updated every $T_c/3$; in particular, during the i -th chip

period within the r -th symbol period, the coefficients of x_i relevant to the i -th chip of $y(r-1)$, $y(r)$ and $y(r+1)$ are updated. The most recent 3L input chips are stored in memory 87. Multiplexers 85 and 88 properly re-align internal dataflow, while multiplexer 83 selects the desired EC-BAID algorithm version between I and II. More precisely for EC-BAID II the switch is set to zero for the external chunks of the error signal as the anchor orthogonality condition shall only be imposed for the central (useful) symbol. The AGC 84 on the feedback loop is needed in order to keep the b_i value constant for the error signal generation at different SNIR operating conditions.

The main difference between S&A and O&A resides in the evaluation of the error signals and in the relevant update of the adaptive vector x_i : in the O&A groups of three error contributions are summed every $3T_s$, while in the S&A each error contribution is summed separately every T_s and this way numerical results and convergence speed are almost equal.

The S&A architecture is characterized by a considerable hardware complexity saving in terms of both arithmetical elements and memory cells at the expenses of an increased clock rate.

In fact, for O&A proper operations three distinct arithmetical units are required and moreover, in addition to the memory capacity for x_i , some extra delays (memory elements) are needed to provide proper timing between signals of the various circuit branches.

On the other hand, in the S&A version only one arithmetical unit is needed due to hardware multiplexing, and moreover only vector x_1 and 3L input (y^e) samples have to be stored, so that the extra delay blocks previously mentioned are no longer needed.

These modifications, without affecting overall performances, allow for nearly 50 % gate complexity saving and for nearly 70 % RAM capacity saving at the expenses of a three times higher clock rate. The latter may limit the S&A applicability to very high chip rate applications.

Error signal truncation effects

The S&A fixed-point ASIC implementation inevitably introduces some truncation errors with respect to theory which is based on floating-point arithmetic. For this particular adaptive architecture, which is based on a feedback loop, these quantization errors may have dramatic effects on the overall algorithm convergence. In particular, because of this quantizations, the error contributions which are used to generate the adaptation vector x_1 may be not perfectly orthogonal to the code sequence vector; this situation has to be avoided because the algorithm is able to maintain a stable steady-state value only for the x_1 component which is orthogonal to c_1^e (it is referred here to the EC-BAID II, but the same considerations are valid for the EC-BAID I, taking into account that in that case the algorithm controls the $x_{1,e}$ components orthogonal to c_1^e). On

the other hand, if the finite arithmetic effects generate a x_i^e component which is not orthogonal to c_i^e , this one may indefinitely increase without being controlled by the algorithm, and thus causing failure of the whole system.

In order to avoid this situation it is sufficient to calculate the error signal e_i (based on the quantized y^e and b_i values as shown here below with full-precision arithmetic.

$$E_i \triangleq b_i [y^e(\tau) - \frac{y^e(\tau)^T \cdot c_i}{L} c_i];$$

The error signal generated this way is perfectly orthogonal to c_i thus preventing the aforesaid problem. This means that, starting from quantized y^e and b_i values, the processing relevant to e_i (and so x_i^e) is performed with an internal word-length suitable for whole signal dynamics, so that no further truncation is introduced. Fig. 9 shows that the BER system performances (for $L = 128$, $N = 64$, $E_b/N_0 = 6$ dB and $C/I = -6$ dB) when no further truncation is introduced in the evaluation of e_i^e (and so x_i^e) as well as when there is just 1-bit error in the internal word-length dimensioning.

Finite arithmetic effects on all the other S&A circuit internal signals can be regarded as additional noise without causing any problem to the algorithm convergence towards the steady-state vector $x_{1,opt}^e$. Although this solution has been exemplified for the S&A case its applicability can be more general.

The Linear Combiner Architecture

The linear combiner (LC) architecture represents a hybrid solution between the Baseline and the OA/SA. The main feature is that while there are three separate auxiliary sequences for each EC-BAID detector. Differently from the baseline EC-BAID, the error signals are linearly combined so that the three detectors are not anymore disjoint. By doing so the convergence speed is improved compared to the baseline although the complexity advantage shown by the S&A is not achieved. Details about the combination law are provided in next Section herein. The LC EC-BAID top level architecture is shown in Fig. 10.

EC-BAID Architectures Summary

Baseline Architecture

As shown in the previous paragraphs, the EC-BAID I and EC-BAID II versions formerly proposed require three separate units, each with its own local copy of x_i ; the first unit processes symbol periods $(r-1)$ -th, r -th and $(r+1)$ -th to produce the output $b_i(r)$, the second one processes symbol periods (r) -th, $(r+1)$ -th and $(r+2)$ -th to produce the output $b_i(r+1)$, and the third unit operates likewise to produce $b_i(r+2)$. This way, the generic n unit includes its own $x^{e,n}$, local vector, to be updated every $3T$ with the contribution (error signal) of its own output. The equations for this baseline architecture are summarized in Table 2.

<p>EC-BAID-I and EC-BAID-II, Baseline output construction :</p> $b_i(3s+n-1) = - \sum_{l=1}^L h_l(s)^T \cdot y^e(3s+n-1) \text{ with } h_l(s) = x_{l,w}(s) + c_l$ <p>with n EC-BAID detector index</p>	<p>EC-BAID-I, updating of vectors x_i</p> $x_{i,w}(s+1) = x_{i,w}(s) - \gamma e_{i,w}(s) \quad w = -1, 0, 1$ $e_{i,w}(s) = b_i(3s+n-1) [y_w(3s+n-1) - \frac{Y_w(3s+n-1)^T \cdot c_i}{L} C_i] \quad w = -1, 0, 1$ <p>with s super-symbol index</p>
<p>EC-BAID-II, updating of vectors x_i</p> $x_i(s+1) = x_i(s) - \gamma e_i(s)$ $e_i(s) = b_i(3s+n-1) [y^{an}(3s+n-1) - \frac{y^{an}(3s+n-1)^T \cdot c_i}{L} C_i]$ <p>with s super-symbol index</p>	<p>with</p> $\begin{matrix} 0 & x_{i,-1}(s) & e_{i,-1}(s) \\ c_i^A & c_i, & x_{i,0}(s), & e_{i,0}(s) \\ 0 & x_{i,1}(s) & e_{i,1}(s) \end{matrix}$

Table 2 : Equation EC-BAID-I and EC-BAID-II for the baseline architecture

"Overlap and Add" Architecture

The EC-BAID-I and EC-BAID-II versions named "Overlap and Add" (O&A), bring about an improvement : the three units still process input data symbols producing in turn the desired output b_i , this time using a unique vector x_i . This vector is now updated with the sum of the three unit contributions (sum of the three error signals), still every $3T_i$.

The advantage obtained from this architecture is twofold : from the area saving point of view now only one vector x_i rather than 3 need to be stored, while from the speed performance point of view the x_i updating is three times faster, since every $3T_i$, three contributions are summed together instead of one only. The equations for the O&A architecture are summarized in Table 3.

EC-BAID-I and EC-BAID-II, Overlap and Add-output construction :

$$b_1(3s+n-1) = - \sum_L^1 h_1(s)^T \cdot y^e(3s+n-1) \text{ with } h_1(s) = x_1(s) + c_1$$

with n EC-BAID detector index

EC-BAID-I Overlap and Add, updating of vectors x_1

$$x_{1,w}(s+1) = x_{1,w}(s) - \gamma [e_{1,w}(s-1) + e_{1,w}(s-1)] \quad w = -1, 0, 1$$

$$e_{1,w}(s) \triangleq b_1(3s+n-1) [y_v(3s+n-1) - \frac{y_v(3s+n-1)^T \cdot c_1}{L} C_1] \quad w = -1, 0, 1$$

with s super-symbol index

EC-BAID-II Overlap and Add, updating of vectors x_1

$$x_1(s+1) = x_1(s) - \gamma [e_1(s-1) + e_1(s-1) + e_1(s-1)]$$

$$e_1(s) \triangleq b_1(3s+n-1) [y^{an}(3s+n-1) - \frac{y^{an}(3s+n-1)^T \cdot c_1}{L} C_1]$$

with s super-symbol index

with

$$c_1 \triangleq \begin{bmatrix} 0 & x_{1,-1}(s) & e_{1,-1}(s) \\ c_1 & x_1(s) & e_{1,0}(s) \\ 0 & x_{1,1}(s) & e_{1,1}(s) \end{bmatrix}$$

Table 3 : Equations EC-BAID-I and EC-BAID-II for the "Overlap and Add" architecture

"Select and Add" Architecture

The final architecture proposed to implement EC-BAID-I and EC-BAID-II, named "Select and Add" (S&A) provides the same bit error rate and convergence speed performances of the O&A one but it allows a considerable circuit complexity reduction.

Its top level block diagram shown in Fig. 2, where the detector unit is now the one sketched in Fig. 8.

The S&A architecture exploits the possibility of using a clock of period $T_c/3$ so that it is possible to use the arithmetical part of the circuit three times for each T_c ; this allows to calculate the output $b_i(r)$ in one period T_s , getting the entire product $x_i^*(r)^T \cdot c^*$, and to update, in the same period T_s , the whole vector x_i^* with the 3L error signal coefficients. The equations for the S&A architecture are shown in Table 4.

The Linear Combiner Architecture

The linear combiner (LC) architecture represents a hybrid solution between the Baseline and the OA/SA. The main feature is that while there are three separate auxiliary sequences for each EC-BAID detector they interact through a linear combination of the respective error signals as it has been discussed before.

The functioning of the LC EC-BAID is regulated by the set of equations shown in Table 5 :

EC-BAID-I and EC-BAID-II, Select and Add - output construction:		
$b_i(x) = - \sum_{L}^1 h_i(x)^T \cdot y^c(x) \quad \text{with } h_i(x) = x_i(x) + c_i$		
<p>EC-BAID-I Select and Add, updating of vectors x_i</p> $x_{i,w}(r+1) = x_{i,w}(r) - \gamma e_{i,w}(r-1) \quad w = -1, 0, 1$ $e_{i,w}(r) = b_i(x) [y_w(r) - \frac{y_w(r)^T \cdot c_i}{L} C_i] \quad w = -1, 0, 1$ <p>with r symbol index</p>		
<p>EC-BAID-II Select and Add, updating of vectors x_i</p> $x_i(r+1) = x_i(r) - \gamma e_i(r-1)$ $e_i(r) = b_i(x) [y^{ao}(r) - \frac{y^{ao}(r)^T \cdot c_i}{L} C_i]$ <p>with r symbol index</p>		
<p>with</p> $c_i = \begin{matrix} 0 & x_{i,-1}(x) & e_{i,-1}(x) \\ c_i & x_i(x) & e_{i,0}(x) \\ 0 & x_{i,1}(x) & e_{i,1}(x) \end{matrix}$		

Table 4 : Equations EC-BAID-I and EC-BAID-II for the "Select and Add" architecture

EC-BAID-I and EC-BAID-II, Overlap and Add-output construction:

$$h_i(3s+n-1) = \sum_L h_i(s)^T \cdot y^n(3s+n-1) \text{ with } h_i(s) = x_i(s) + c_i$$

with n EC-BAID detector index

EC-BAID-I Linear Combiner, updating of vectors x_i

$$\begin{aligned} x_{i,w}(s+1) &= x_{i,w}(s) - \gamma[e_{i,w}(s) + e_{i,w}(s) + e_{i,w}(s)] \\ x_{i,w}(s+1) &= x_{i,w}(s) - \gamma[e_{i,w}(s+1) + e_{i,w}(s) + e_{i,w}(s)] \quad w = -1, 0, 1 \\ x_{i,w}(s+1) &= x_{i,w}(s) - \gamma[e_{i,w}(s+1) + e_{i,w}(s+1) + e_{i,w}(s)] \\ e_{i,w}(s) &\triangleq b_i(3s+n-1) \left[y_w(3s+n-1) - \frac{y_w(3s+n-1)^T \cdot c_i}{L} C_i \right] \quad w = -1, 0, 1 \end{aligned}$$

with s super-symbol index

EC-BAID-II Linear Combiner, updating of vectors x_i

$$\begin{aligned} x_1(s+1) &= x_1(s) - \gamma[e_1(s) + e_1(s) + e_1(s)] \\ x_1(s+1) &= x_1(s) - \gamma[e_1(s+1) + e_1(s) + e_1(s)] \\ x_1(s+1) &= x_1(s) - \gamma[e_1(s+1) + e_1(s+1) + e_1(s)] \\ e_1(s) &\triangleq b_1(3s+n-1) \left[y^{nn}(3s+n-1) - \frac{y^{nn}(3s+n-1)^T \cdot c_1}{L} C_1 \right] \end{aligned}$$

with s super-symbol index

with

$$\begin{array}{ccc} 0 & x_{i,-1}(s) & e_{i,-1}(s) \\ c_1 \triangleq c_i, & x_i(s) \triangleq x_{i,0}(s), & e_i(s) \triangleq e_{i,0}(s) \\ 0 & x_{i,1}(s) & e_{i,1}(s) \end{array}$$

Table 5 : Equations EC-BAID-I and EC-BAID-II for the "Linear Combiner" architecture (n=1,2,3)

Numerical results, both analytical and computer simulated, show excellent and fast convergence of the adaptation algorithm and further show an independence of the mean square error to the phase offset of interfering signals. This convergence of the adaptation algorithm is illustrated by the diagram of Fig. 11 that shows the convergence of the real and imaginary parts of the adaptation coefficients in the conditions specified.

It should also be mentioned that the blind adaptive receiver of the invention shows an excellent robustness to the residual frequency errors of the useful signal at the input of the detector unit. This result is obtained thanks to the use of complex coefficients for the auxiliary code as outlined earlier herein. This behaviour of the receiver of the invention is illustrated by the diagram of Fig. 12 showing the variation of the binary error rate BER versus the adaptation factor γ for various detector types.

One of the strong points in favor of the (E)C-BAID characterized by complex-valued coefficients, is related to its performance independence to interferers frequency offset. Such same frequency offset can be quite large compared to the symbol rate in a Low- or Medium Earth Orbiting (LEO-MEO) satellite constellation. This important (E)C-BAID feature is testified by Fig.13.

The diagram of Fig. 13 shows that the receiver according to this invention is more robust to frequency error than a known DA-MMSE detector. More particularly, the robustness to frequency error of

the receiver of the invention is three orders of magnitude larger than that of the DA-MMSE schema. It is thus compatible to the typical standard deviation of the frequency estimator 25. In addition, cancellation of MAI expressed in terms of BER is comparable to the performance of the data-aided adaptive processing.

With regard to the number of interfering users, the binary error rate (BER) of the detector of the invention reveals that the extended version of the detector makes it possible to increase substantially the number of interfering users even in cases where the useful signal power is substantially lower than the interfering signal power. This is exemplified in the case of a satellite communication system in which the power control is slow because of the propagation time. This performance is comparable to that of the conventional data-aided adaptive detector (EDA-MSE) as shown by Fig. 14 which represents the BER versus the number of interfering signals for various adaptive detector types with different values of the ratio E_b/N_0 between the average received energy of the quaternary constellation symbols at the edge of the beam and the one-sided AWGN (additional white gaussian noise) power spectral density N_0 .

The impact of the different types of detectors is well evidenced looking at the statistical distribution of the total signal-to-noise plus interference ratio at the detector output ρ .

Fig. 15 shows the probability density function (PDF) of ρ for the CR, the C-BAID and the EC-BAID, with

random interferers' carrier phases and code delays. It is fairly evident that the values of ρ at the output of the CR show a relatively large dispersion, due to the different delay and carrier phase assignments on the active channels. The effect of the interference-mitigating detectors is twofold: first, they obviously increase the mean value of ρ so as to improve the mean quality of the link; second, they reduce the dispersion of ρ around its mean value, and this has the effect of reducing the outage probability of the link. CDMA with long codes (sometimes referred to as Random CDMA) is not easily amenable to interference mitigation, but the use of long codes causes a sort of symbol-by-symbol randomization of MAI to pursue the same goal of outage probability reduction. This attractive feature of the EC-BAID is further enhanced by the use of d-BPSK or QPSK-RS signal formats. Figure 11b shows simulation results for the pdf of ρ in the case of BPSK, d-BPSK and QPSK. The occupied bandwidth being equal, d-BPSK/QPSK-RS allow the use of signature sequences having a repetition period which is twice that of the codes of the BPSK-RS or BPSK-CS cases, thus doubling the codebook size (i.e., the maximum number of sequences available) and yielding a twofold capacity. Also, looking at Fig. 11b it can be observed that, though BPSK and d-BPSK have similar average value of ρ , the variance is reduced for the latter. Compared to d-BPSK, QPSK-RS provides a further advantage in terms of average ρ increase and σ_ρ reduction due to the fact that each signal employs one and not two spreading sequences as for d-BPSK. Although immaterial to the CR, this feature reduces

the number of space dimensions occupied by the CDMA multiplex, thus enhancing EC-BAID interference mitigation capabilities. The QPSK-RS advantage versus BPSK-RS and d-BPSK in terms of BER for a typical (fixed) interferer delay distribution is shown in Fig. 16. Monte Carlo BER simulations results utilizing the adaptive LMS version of the EC-BAID described earlier closely follows theoretical predictions.

Fading performance

Thanks to the previously described (E)C-BAID rotationally phase invariance the proposed detector is capable to provide remarkable performance also over flat fading channels where both useful signal and interferers are affected by independent Rician fading with Rice factor K and the user speed ranges from 5 to 80 mph (assuming a 2 GHz carrier frequency). As the simulation results in Fig. 17 indicate, the EC-BAID provides a remarkable advantage over conventional CDMA correlation receivers even over fast fading channels. In all simulations the useful signal carrier phase has been (ideally) estimated after the EC-BAID. Although results in Fig. 17 assume ideal channel estimation, similar performance have been achieved using pilot-aided channel estimation techniques.

It was observed that simulation results remain practically unchanged by removing the fading on the CDMA interferers even in the case of fast fading. This fact demonstrates that the EC-BAID is intrinsically robust with respect to MAI flat fading fluctuations (both in amplitude and phase).

Satellite Path Diversity

The proposed (E)C-BAID detector is also well suited for mobile satellite systems whereby satellite path diversity is adopted. In this case typically a different spreading sequence is used for each forward link satellite signal although the information bits transmitted are the same. In this case the Fig. 18 block diagram is modified as shown in the following Fig. 15 whereby a same EC-BAID possible implementation is exemplified. Assuming that up to N_p diversity order is implemented in the system, then the demodulator is composed by N_p EC-BAID each of them dealing with the signal coming from a different satellite. Because of the different satellite geometry independent fine frequency and time/phase adjustment is required on each finger. In case the differential delay exceeds the symbol duration (as it is often the case), the delay ambiguity shall be resolved by means of external and as frame unique word not shown here for simplicity.

In any case, the symbols of the same data stream transmitted by different satellites shall be spread by a satellite and user unique sequence and staggered in time so that there is no possibility that the same symbol (± 1 symbol in case of EC-BAID) overlaps with another diversity path coming from a different satellite.

This staggering technique is illustrated as follows :

Satellite # 1	T _s -LT ₀		Transmitted	
	d ₁	d ₂	d ₃	d ₄ symbols
Satellite # 2				
	(E)C-BAID		Maximum	Guard
	window		Differen-	time
	(BLTc)		tial	
			Delay	
	Actual diversity			
	signals time offset			

This modulator symbol staggering is then recovered at the demodulator side by means of the delay adjustment block shown in Fig. 18. This is a very important technique to avoid possible destructive interaction between useful and diversity path within each EC-BAID demodulator.

EC-BAID Application to Multi-rate CDMA

All of the third-generation standards for wireless CDMA, be it terrestrial or satellite, encompass a multi-rate access capability to accommodate best multimedia services. All rates are integer sub-multiples of a maximum rate R_w (e.g., 2048 or 384 kb/s) which depends on the kind of terminal (fixed, indoor, fully mobile etc.) and network (indoor, outdoor terrestrial, satellite etc.). Usually, but not necessarily, the supported bit rates are in the

form $R_{ck} = R_p/2^k$ just for easier implementation and coordination, while of course the chip rate R_c is invariably the same on every allocated channel.

A recently proposed approach to deal with multi-rate CDMA makes use of the so-called OVVSF codes. The OVVSF codes family is just a re-labeled version of the popular set of Walsh-Hadamard codes class, wherein the re-labeling is the value-added feature. Specifically, the OVVSF are a re-organization of the Walsh code in layers. The codes on each layer have twice the length of the codes in the layer above. Also, the codes are organized in a tree, wherein any two "children" codes on the layer underneath a "parent" code are generated by repetition and repetition with sign change, respectively. The peculiarity of the tree is that a pair of codes is not only orthogonal within each layer (each layer is just the complete set of the Walsh codes of the corresponding length), but they are also orthogonal between layers, provided that the shorter one is not an ancestor of the longer.

Fig. 19 illustrates an example of two user signals with different bit rates, namely, rate R_0 for the upper signal and rate $4R_0$ for the lower one. The former uses the length-8 code $C_3(3)$, while the latter employs the length-2 code $C_1(1)$. The two codes are orthogonal since the longer one does not have $C_1(1)$ as ancestor at layer 1. Therefore, a conventional correlation receiver suffers from no MAI either when used on signal 1 or on signal 2.

Let us first examine the demodulator for the "slow" signal # 1. It can be said that the interference

generated by signal # 2, when observed on a "long" symbol time $T_0 = 1/R_0$ bears a time-varying spreading code. Assuming $a_2(1)$ as the "reference" symbol, signal # 2 can be fictitiously seen as a rate R_0 DS-SS signal transmitting just $a_2(1)$, and with a spreading code equal to

$$[C_1(1) \quad a_2(1)a_2(2)C_1(1) \quad a_2(1)a_2(3)C_1(1) \quad a_2(1)a_2(4)C_1(1)]$$

Of course, if the signals are synchronous, they stay orthogonal by virtue of the OVSF codes properties, and the time-variance described above is immaterial. An issue may arise when the multi-rate MAI is asynchronous to the desired user (i.e., inter-cell or inter-beam interference in the forward link). Assume now we have to demodulate the generic user signal # m in a CDMA network with asynchronous interference (either intra-cell/beam MAI in the uplink or inter-cell/beam MAI in the downlink), and assume also that it has the highest rate allowed in the network. The relation of all interfering signal to signal # m will be similar to that of signal # 1 to signal # 2, all of them will bear a longer code than user # m. The latter will therefore see a set of cyclically varying spreading codes on the interfering signal, whose repetition period will be in general the ratio M between the highest and the lowest bit rate allowed in the network. The interference-mitigating detector for user # m can therefore be designed exploiting this cyclical regularity. It will be made of a bank of M conventional EC-RAIDs which are cyclically operated every M symbol periods, in such a way that everyone always sees the same (sub-)code on the interfering signals. The outputs of such detectors

are then "demultiplexed" so as to give a symbol-rate stream for subsequent processing.

The situation is different if user # m has the lowest rate in the network (basic rate). In such condition, it sees a random-varying set of codes, according to the remarks in sect. 2. The solution to this case can be found as follows. What we should have to do now is to split the symbol interval into M sub-intervals and to use again M different EC-BAIDs each matched to the relevant sub-code, and each yielding a different soft-valued output. With this partitioning, each detector would see now the same code from symbol interval to symbol interval, and would follow a conventional design. The M soft outputs of such detectors would then be combined to yield the final decision variable. This sort of multi-layer linear detector is fully equivalent to a linear detector for the whole length of the symbol. Therefore, the conclusion is that a conventional EC-BAID with no modifications can be used in the case of a lower-rate signal.

Of course, if user # m has an intermediate bit-rate, the only parameter that matters is the ratio between its actual rate and the maximum rate in the net to build-up a multi-rate architecture as in Fig. 3. This figure represents the functional block diagram for a user operating at a bit rate M times the basic system bit rate $1/T_b$. As it is apparent from the previous discussion, the basic EC-BAID detectors can be reused although each of the M parallel detectors operates on a disjoint short symbol. The M detectors are sequentially activated with periodicity T_b^{slow} and a duty cycle T_b^{slow}/M . This can be easily achieved

distributing the clocks with a selector similar to the one distributing the input samples to the different EC-BAID detectors. The output soft samples at rate $1/T_h^{fast}$ M/T_h^{slow} are sequentially obtained from detectors 1 to M. The selection procedure is then repeated at the end of each period T_h^{slow} . It is also evident that the number of EC-BAID detectors required to a specific demodulator operating in a CDMA environment employing OVSF multi-rate techniques is proportional to the ratio between the maximum rate supported with respect to the basic network rate. The additional demodulator complexity is therefore only impacting users transmitting at higher rates than the basic one.

EC-BAID Applicability to Quasi-Random CDMA

One of the major disadvantages of symbol length sequences is that in case of a stationary system geometry the cross-correlation between two signals will repeat on a symbol-by-symbol basis thus penalizing users experiencing worst-case cross-correlation. A technique commonly adopted to overcome this problem in many practical systems consists of overlaying the user specific channelization sequence with a PN scrambling sequence having duration equal to an integer multiple (m) of the symbol duration. By doing so the cross-correlation is changing on a symbol-by-symbol basis and repeats after m symbols. This is the approach that has been adopted for the CDMA cellular Telecommunication Industry Association (TIA) standard IS-95 and the third generation (IMT-2000) Wideband CDMA proposed by several countries to the International Telecommunication Union (ITU).

It is easy to see that this quasi-random CDMA (a true random CDMA system will have a PN sequence never repeating) can be reconducted to the multi-rate case whereby a bank of (E)C-BAID detectors working in parallel but with duty cycle staggered in time, will make possible to cope with the symbol-by-symbol varying spreading sequence. It is easy to show that the random CDMA performances can be closely achieved with a relative little value for m (e.g. 4, 8) thus with an affordable demodulator complexity.

EC-BAID Applicability to Frequency Selective Channels

In case of terrestrial mobile communications (especially in urban areas), the radio channel can not be considered frequency-flat any longer, due to the large number of propagation paths generated by multiple signal reflections on buildings that cause the propagation channel to be frequency-selective. As a consequence, in this case, the BAID algorithm, that was designed for a non frequency-distorting channel, may not work properly anymore. Therefore, the BAID algorithm must be suitably modified in order to retain its effectiveness in combating the MAI also in this harsh propagation scenario. For the sake of simplicity, in the following we will refer to a two-ray only propagation channel (i.e. direct plus reflected path), but the extension of the relevant concepts to a more involved case of multipath propagation with more than two rays is rather straightforward. Under these assumptions, the complex array of the received signal samples $w(r)$ can be expressed as follows :

$$w(r) = y(r) + \alpha y'(r),$$

where

$y(r)$ is the complex array of the signal samples we would receive in the absence of multipath propagation (direct path);

$y'(r)$ is the complex array of the delayed signal samples (reflected path);

α is a complex coefficient representing the attenuation of the delayed path.

From the detector standpoint, the useful (i.e. the information-bearing) part of the received signal appears as it be spread by a modified signature code s_i that can be expressed as follows :

$$s_i = c_i + \alpha c_i,$$

where assuming for simplicity of illustration that the multipath is delayed by an integer number of chips we can write :

$$c_i = [0, 0, \dots, 0, \overset{m}{c_{i,1}}, \overset{L=m}{c_{i,2}}, \dots, c_{i,L-m}]$$

represents the delayed (truncated) replica of the spreading code, and m is the time delay, normalized with respect to the chip interval T_c . This fact causes a sort of 'mismatching' between the actual received signature s_i and the expected nominal code c_i . As matter of fact, the BAID algorithm updates the adaptive part of the detector coefficients $x_i(r)$ on the basis of the 'anchoring' condition $c_i \cdot x_i(r) = 0$ that leads to the cancellation of every signal belonging to the subspace orthogonal to c_i . Unfortunately, in the case of multipath propagation (or any other mismatch condition caused for example

by incorrect input signal sampling), the a-priori anchor c_i does not match anymore the input signal, and it is thus causes useful signal partial cancellation. This leads to a waste of useful signal power, that definitely causes the algorithm to become less efficient as the contribution of the delayed path gets larger (i.e. for increasing α).

This inconvenience can be circumvented by resorting to a simple modification of the original BAID algorithm. In particular, the coefficients of the detector $h_i(r)$ shall now be expressed as :

$$h_i(r) = s_i + x_i(r),$$

and the 'anchoring' condition shall be modified accordingly : $s_i \cdot x_i(r) = 0$. The new version of the algorithm thus becomes :

$$x_{i,1}(r) = x_{i,1}(r-1) - y b_i(r-2) [y_i(r-2) - b_i(r-2) s_{i,1}]$$

where :

$$b_i(r) = \frac{h_i^* \cdot y(r)}{|s_i|^2}, \quad b_i(r) = \frac{(s_i) \cdot y(r)}{|s_i|^2}$$

and $x_{i,1}(r)$, $y_i(r)$, $s_{i,1}$ are the i -th elements of $x_i(r)$, $y(r)$ and s_i , respectively. The above modified algorithm allows to not only avoid the destructive multipath effects on the EC-BAID detector but also to coherently combine the multipath energy avoiding the use of the rake demodulator typically used in conventional CDMA detectors operating over frequency selective fading channels.

Essentially, in the modified algorithm, the nominal signature code c_i shall be replaced by the actual received signature code (or anchor) s_i , which takes

into account for the multipath propagation phenomena. It should be observed that this modified anchor s_1 is not anymore a binary code, as it was the case for the flat fading case, but a complex-valued sequence. The information concerning the channel delay profile, can be obtained from the pilot channel, which in the forward link is a DS/SS-CDMA signal broadcast with very low-rate (or without) data modulation, at a power level typically higher than the traffic channels, by every network's Base Station (BS) as a synchronization aid for the Mobile Terminals (MTs) within the cell's coverage range. Channel estimation can also be easily obtained using pilot symbol periodically inserted in the traffic channel to allow for channel estimation in the presence of smart directive antennas.

In the reverse link the use of a code division or time multiplexed pilot symbols makes possible to perform data-aided channel estimation similarly to the forward link.

Numerical results confirm the interference-mitigation capability of the modified BAID algorithm operating in the presence of multipath channel, even with strong reflected signal component (i.e. $|\alpha|=1$), provided that a reliable channel delay profile is made available.

It is to be understood that the embodiments shown in the drawings are only a few exemplary implementations given to illustrate the way of carrying out the adaptive correlation processing in accordance with the invention.

4. Brief Description of Drawings

Fig. 1 is a block diagram of a prior art blind adaptive receiver;

Fig. 2 is a block diagram of an adaptive receiver in accordance with the invention;

Fig. 3 is a functional block diagram of the detection unit shown in the receiver of Fig. 2;

Fig. 4 illustrates a variation of the adaptive receiver according to the invention;

Fig. 5a is a functional block diagram of two implementations of the detection unit incorporated in the receiver of Fig. 4;

Fig. 5b is a functional block diagram of two implementations of the detection unit incorporated in the receiver of Fig. 4;

Fig. 6 is a functional block diagram of a variation of the adaptive receiver of Fig. 4;

Fig. 7a is a functional block diagram of two implementations of the detection unit incorporated in the receiver of Fig. 6;

Fig. 7b is a functional block diagram of two implementations of the detection unit incorporated in the receiver of Fig. 6;

Fig. 7c is a functional block diagram of two implementations of the detection unit incorporated in the receiver of Fig. 6;

Fig. 8 shows an optimized architecture for a variation of the detection unit according to the invention.

Fig. 9 is a diagram showing the BER performance of a system incorporating the invention.

Fig. 10 is a functional block diagram of a further variation of the adaptive receiver according to the invention.

Fig. 11 illustrates the adaptation convergence of the adaptive receiver of the invention;

Fig. 12 shows the variation of BER vs the adaptation factor Γ for various detector types;

Fig. 13 shows the variation of BER vs $\Delta f_k T_s$ for various detector types;

Fig. 14 shows the variation of VER vs the number of interferers for various detector types;

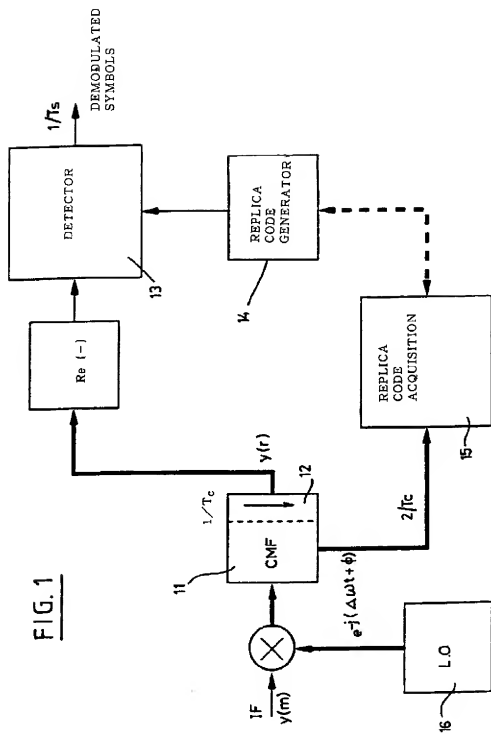
Fig. 15 shows the PDF vs factor ρ for various detector types;

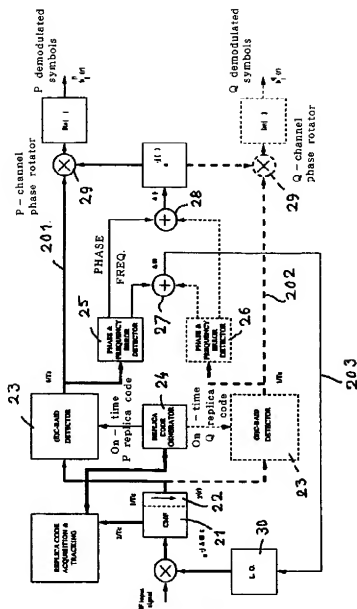
Fig. 16 shows the variation of BER vs the ratio E_b/N_0 for various detector types;

Fig. 17 illustrates the simulation results showing BER vs the ratio E_b/N_0 for various detector types;

Fig. 18 is a functional block diagram of another variation of the adaptive receiver of the invention;

Fig. 19 is a block diagram of a multi-rate detector of the invention for the highest rate in a network;





Top level block diagram for the receiver using the C-BAID with no oversampling $S = 1$ (dashed blocks only required for dual-BPSK signal format)

FIG. 2

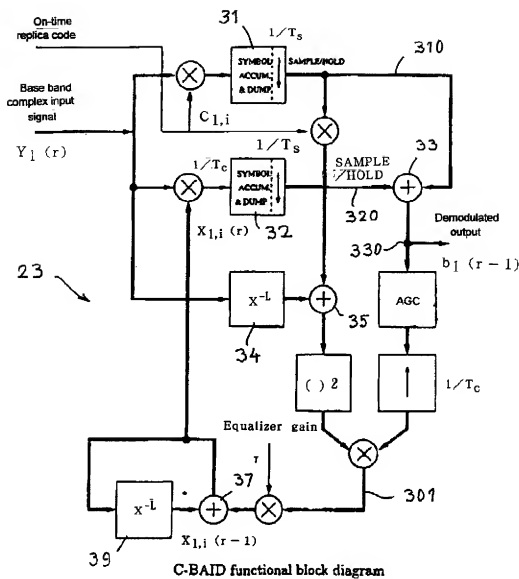
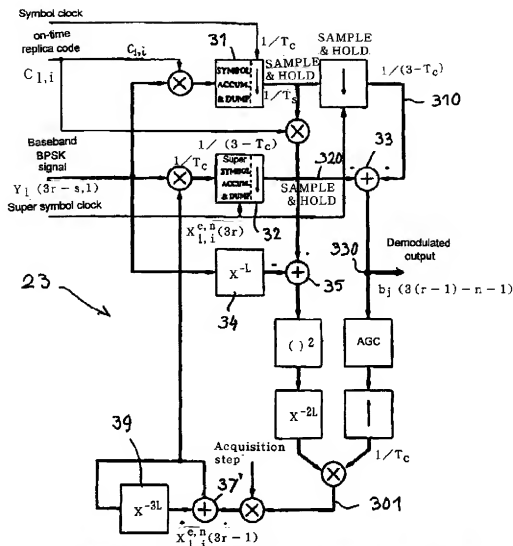
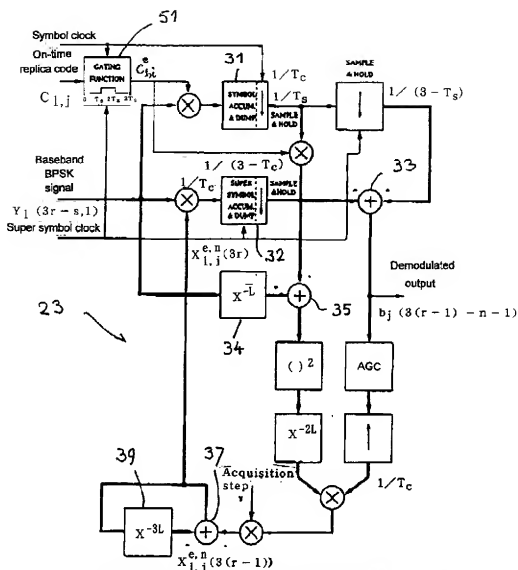


FIG.3



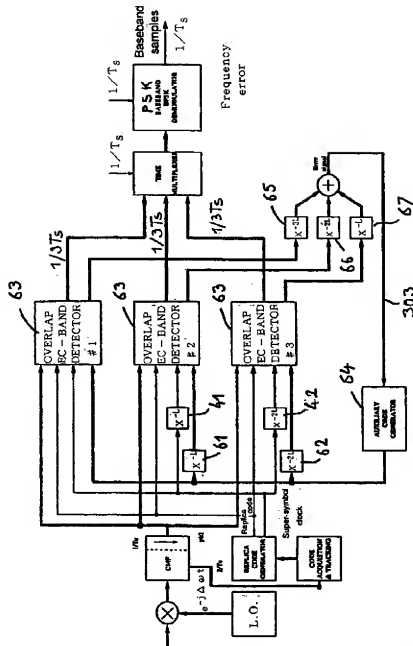
Baseline EC-BAID I detector unit functional block diagram

FIG. 5a



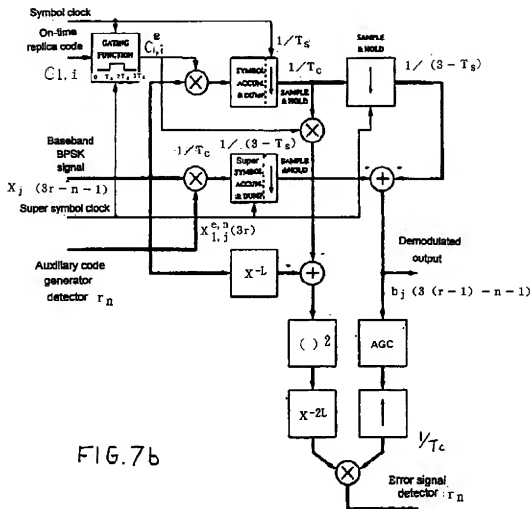
Baseline EC-BAJD-II detector functional block diagram

FIG. 5b

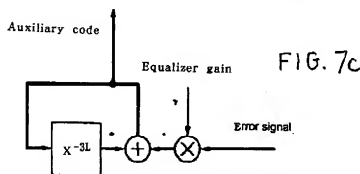


Overlap and add EC-BAID top level functional block diagram

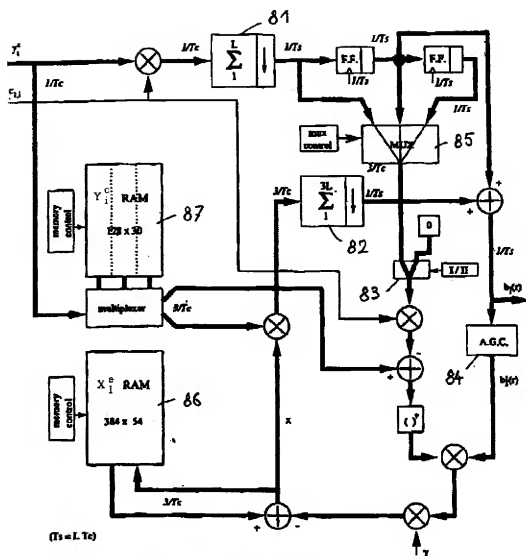
FIG. 6



Overlap and add EC-BAID-II detector unit functional block diagram

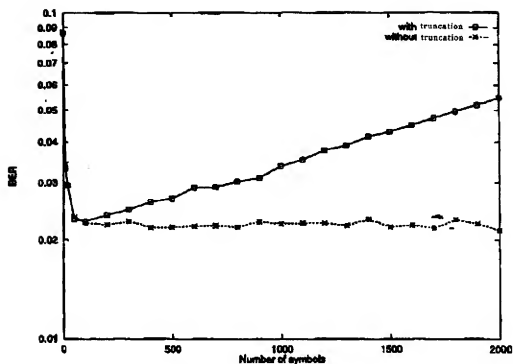


Overlap and add EC-BAID auxiliary code generator unit block diagram



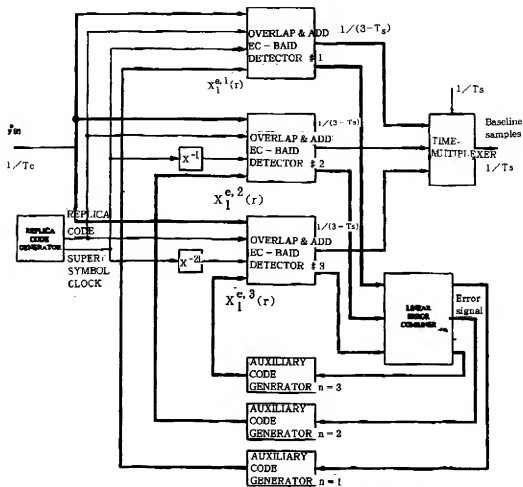
Optimized architecture of the EC-BAID "Select and Add".

FIG. 8



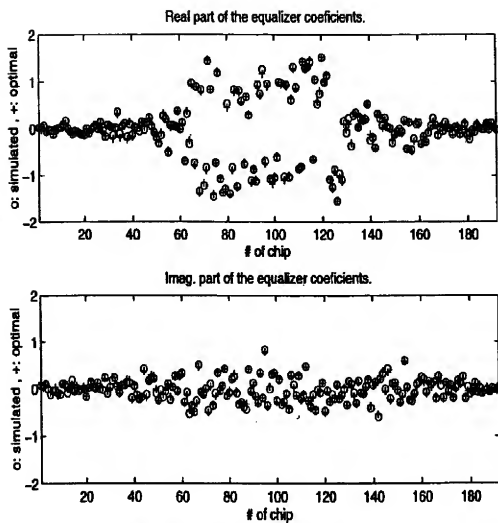
BER system performance with and without error signal truncation effects for $L = 128$, $N = 64$, $E_b/N_0 = 6$ dB and $C/I = -6$ dB.

FIG. 9



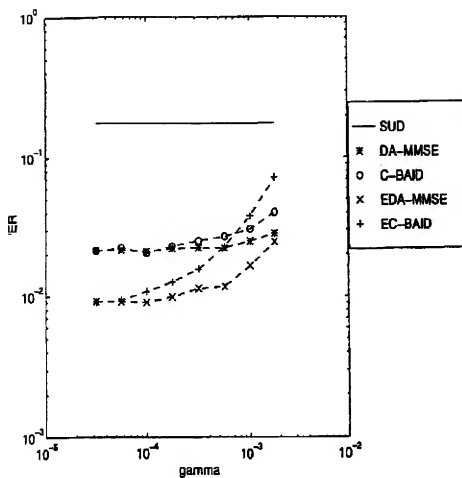
Linear Combiner EC-BAID top level functional block diagram.

FIG. 10



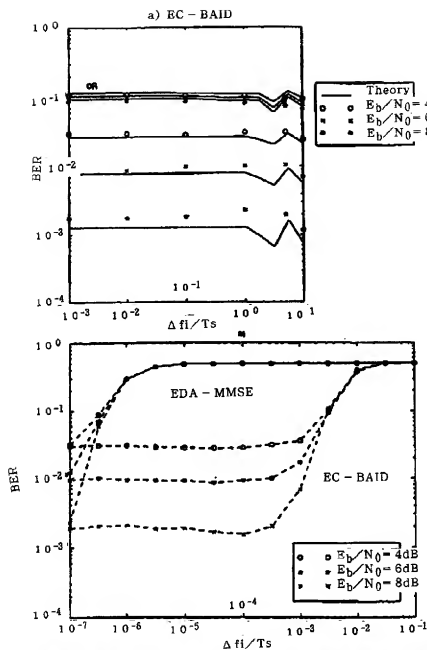
EC-BAID steady state detector coefficients: $E_s/N_0 = 4$ dB, $L = 64$, $K = 19$,
 $[C/I]_{ac} = -6$ dB, $\Delta f_c \cdot T_s = 1$, $\gamma = 1.2 \cdot 10^{-4}$.

FIG. 11



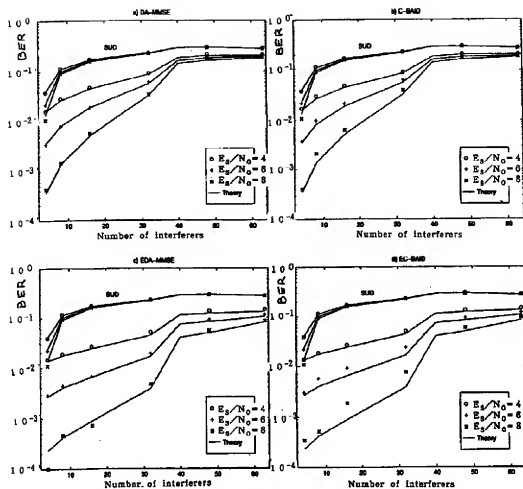
ER vs. γ for different detectors: $E_s/N_0 = 6$ dB, $L = 64$, $K = 19$, $[C/I]_{sc} = -6$

FIG. 12



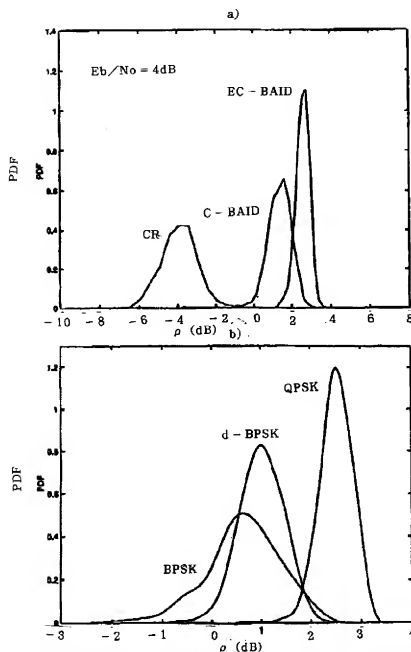
a) BER vs. $\Delta f/ T_s$ for EC-BAID detector: $L = 64$, $K = 19$, $(C/I)_{sc} = -8\text{ dB}$, b) BER vs. $\Delta f/ T_s$ for different detectors: BPSK-RS, $L = 64$, $K = 19$, $(C/I)_{sc} = -6\text{ dB}$

FIG. 13



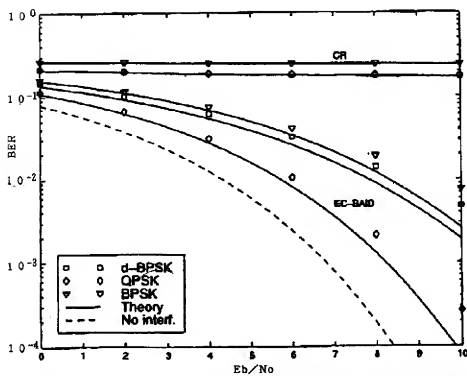
BER vs. Number of interferers for different detectors compared with SUD: $L = 64$, $[C/I]_{sc} = -6$ dB.

FIG. 14



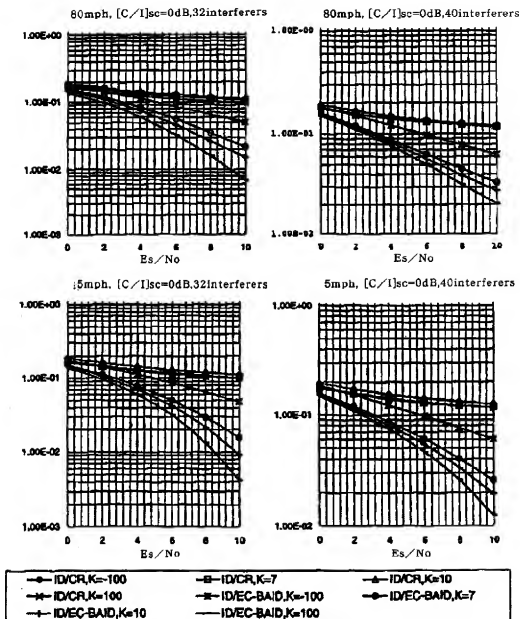
PDF of ρ for $E_b/N_o = 4\text{ dB}$, $K = 19$, $[C/I]_{\text{scr}} = -6\text{ dB}$: a) BPSK-RS $L = 64$ CR, C-BAID, EC-BAID, b) EC-BAID $L = 32$ for BPSK-RS, $L = 64$ for d-BPSK and QPSK-RS

FIG. 15



BER vs. E_b/N_0 for EC-BAID and CR with different signal formats: $L = 32$ for BPSK-RS, $L = 64$ for d-BPSK and QPSK-RS, $K = 19$, $[C/I]_{sc} = -6$ dB.

FIG.16



Simulation results for independent Ricean
channel for CR and EC-BAID detector. Ideal
channel estimation

FIG. 17

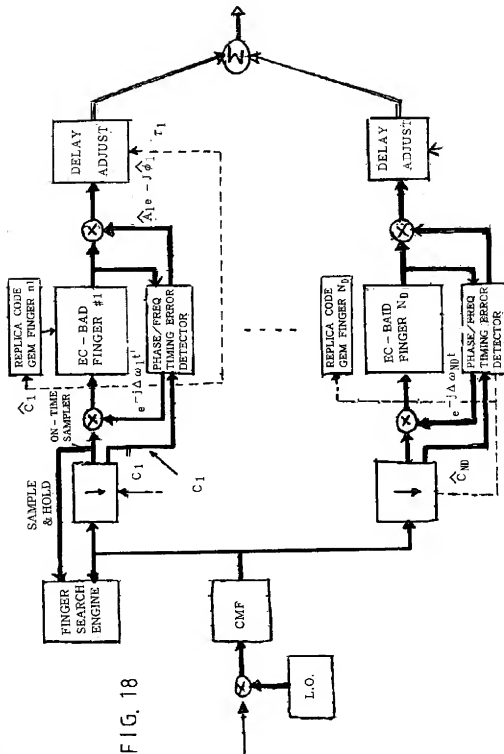
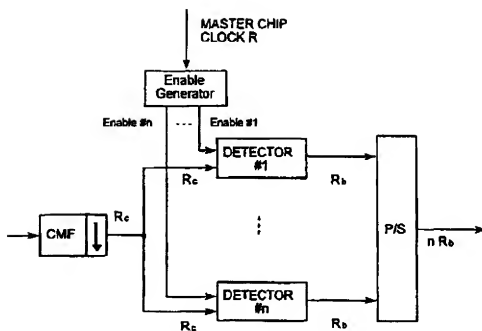


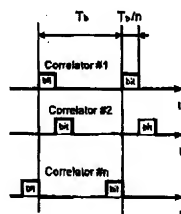
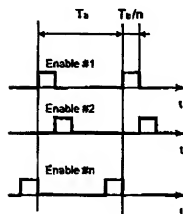
FIG. 18



Enable Signals Time-Shifted by

$$T_b/n = T_s/n$$

Correlators Output Symbols



Multi-rate Detector for the highest rate in the network

FIG. 19

1. Abstract

An adaptive signal receiver comprising at least one blind detection unit arranged to be robust to asynchronous multiple access interference (MAI). The useful signal is detected using a user signature sequence comprised of a fixed term and a complex adaptive part having a length that extends over a number of samples within a defined observation window. Provision is made for updating automatically and periodically the complex adaptive part of the signature sequence.

2. Representative Drawing

Fig. 2